

ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

visu



PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

LES «TOUT TERRAIN» ZIP

Le plus petit «digital» 2000 points.
LCD 5 m/m. 3 1/2 digits.
Sélection automatique des calibres.
Polarité automatique.
Test de continuité. Etat des piles.
Idéal pour dépannage sur le site.

BANANA L'indestructible...

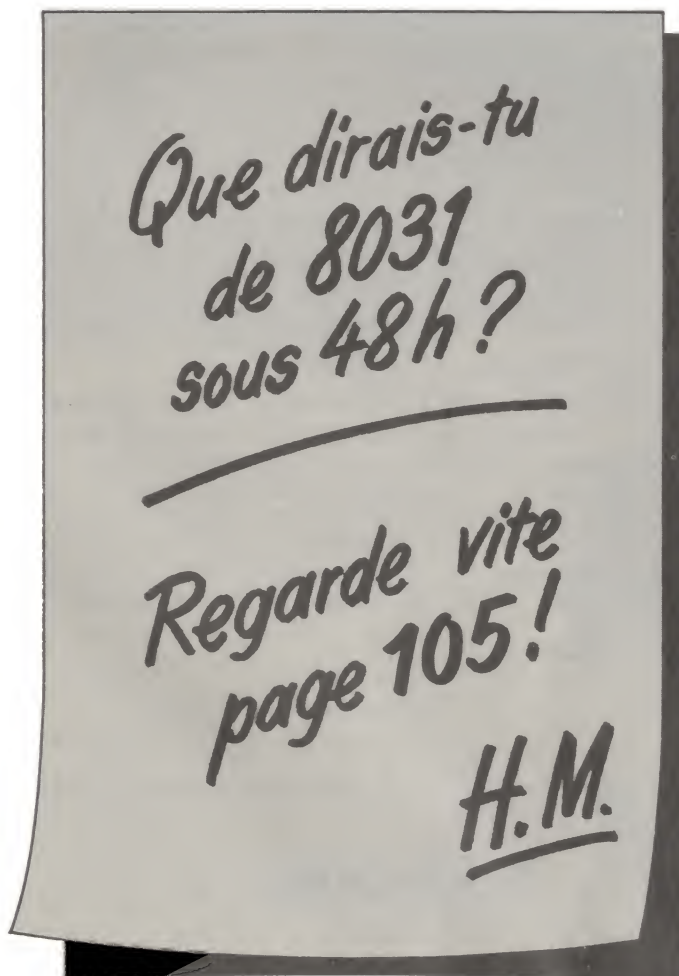
Portatif ultra compact.
Anti-choc. Sensibilité 20 k Ω CC/10 k Ω CA.
Grande facilité d'usage.
Cordons incorporés. Test de continuité.
Cadran à échelles colorées.
Protection par fusibles.

GARANTIE 2 ANS

MULTIMETRES PROFESSIONNELS
Disponibles dans les points de vente officiels PANTEC
documentation sur demande à
C.G. PANTEC
27-29, rue Pajol
75018 Paris
Tél. : 202.77.06

Recherchons distributeurs dans toute la France

SERVICE-LECTEURS N° 27



ELECTRONIQUE APPLICATIONS visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1984 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : Novembre 1984 N° éditeur : 1247

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef : Jean-Claude Roussez
Coordinateur technique : Jean-Marc Le Roux
Maquette : Michel Raby
Couverture : Gilbert L'Héritier

Ce numéro a été tiré à 53 000 exemplaires

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : 110 F (France) - 160 F (Étranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : Francine Fohrer

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse
Photo page 77 : A. Achouri

Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

39

Applications

- Un banc d'essais pour moteur 45
- Un séquenceur universel
(générateur automatique d'instructions) 53

Composants

- Découvrez un « supermicroprocesseur »
(seconde partie) 77

Etude

- La détection synchrone 99

Médical

- La surdité : ses causes et ses remèdes
(troisième partie) 33

Micro

- Comment charger un programme
sans lecteur de disquettes 89
- Commande de hacheur par micro-ordinateur :
introduction aux circuits programmables 93

Réalisation

- Un chargeur de batteries automatique 27

Technologie

- Technologie des mémoires « EPROM » 63
- Les capteurs de température au silicium :
technologie et applications 67
- Grand critérium d'applications 1984-1985 24

- Vie professionnelle 16

- Composants
- Schrack : nouvelle gamme de relais 8
- Matra-Harris Semiconducteurs :
priorité à la C.MOS 22

- Télécommunications
- Rohde et Schwarz :
un récepteur de test et de mesure 12

- Mesures
- Tektronix : les « plus qu'oscilloscopes » 14



- Composants actifs 108



- Mesures 112



- Equipements 116



- Produits connexes 122

- Mots croisés : énoncé 97
- Répertoire des annonceurs 126
- Mots croisés : solution 114
- Formulaire d'abonnement 130
- Encart service-lecteurs
vente au numéro 131-132

THOMSON
SEMICONDUCTEURS

RÉDUISEZ L'ESPACE TEMPS

Vos applications calcul exigent des vitesses de plus en plus élevées ? Thomson Semiconducteurs vous offre la solution : Toute une gamme de produits dont les performances vont vous permettre de réduire l'espace temps.

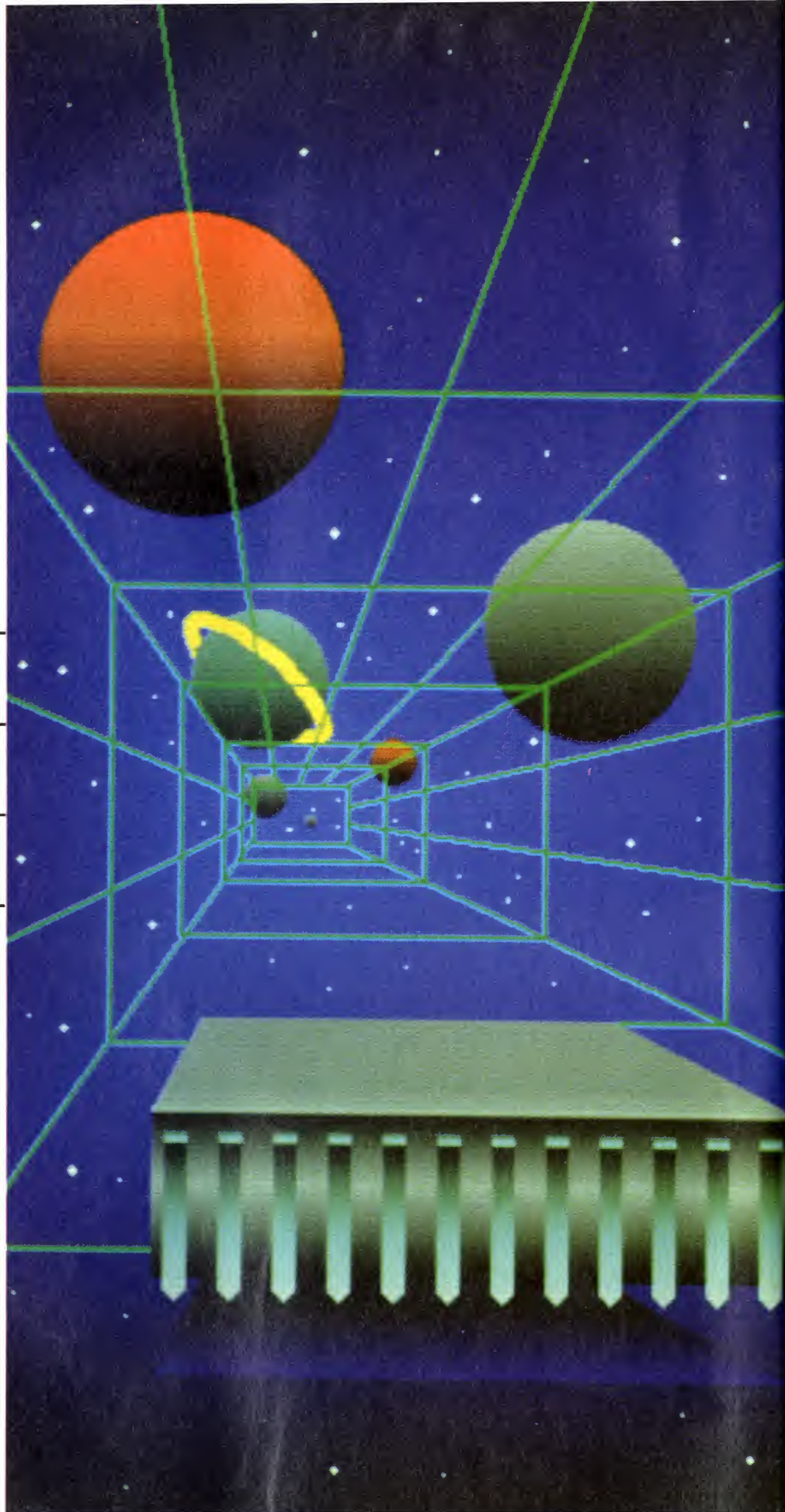
Meilleure seconde source mondiale de la série 2900 (11 circuits), Thomson Semiconducteurs vous propose également des versions rapides de la Prom 16K (SFC 71 191 C) de technologie H.BIP2 à isolement diélectrique, un multiplieur 16 bits (SFC 9 29747) de technologie «triple diffusé» à haute densité d'intégration ainsi que des réseaux prédifusés en bipolaire qui vont vous permettre d'élaborer, en un temps minimum, n'importe quelle logique complexe.

Accélérez avec Thomson Semiconducteurs et réduisez l'espace temps.



THOMSON
COMPOSANTS

SEMICONDUCTEURS



France
VELIZY-VILLACOUBLAY
Tél. (3) 946.97.19

Autriche
VIENNE
Tél. (222) 94.62.82

Benelux
BRUXELLES
Tél. (2) 648.64.85

Bésil
SAO PAULO
Tél. (55 11) 542.47.42

Canada
OTTAWA
Tél. (613) 236.36.28

UN NOUVEL HORIZON

CALCUL RAPIDE

Pour les applications nécessitant un traitement rapide de l'information, Thomson-Semiconducteurs propose aujourd'hui toute une série de composants bipolaires permettant la réalisation d'ensembles performants.

MICROPROCESSEURS RAPIDES SÉRIE 2900

SFC 9 2901 C : la vitesse étant la principale performance recherchée pour cette gamme, Thomson Semiconducteurs introduit la nouvelle version rapide du SFC 9 2901 : le microprocesseur SFC 9 2901 C.

4 bits rapide, micro-programmable, extensible, le SFC 9 2901 C est entièrement compatible avec la version SFC 9 2901 B.

Fabriquée dans la nouvelle technologie H.BIP2 de Thomson Semiconducteurs et avec un concept électrique interne de type ECL, cette version permet des gains notables en rapidité par rapport à la version B, pour une consommation comparable.

Paramètres	2901B	2901C
Temps d'addition	53 ns	40 ns
Cycle de lecture/écriture	88 ns	32 ns
Fréquence d'horloge	15 MHz	31 MHz

SFC 9 2917 A : quadruple émetteur-récepteur de ligne bus à registres 4 bits incorporés.

Ce dispositif possède un circuit de vérification et de génération de bit de parité (action sur 4 bits). Les sorties permettent de commander des courants élevés (48 mA). Les registres permettent une utilisation en technique pipeline. Parmi les autres circuits de la série, disponibles en gamme commerciale ou militaire Thomson Semiconducteurs vous propose :

SFC 9 2901 B Microprocesseur 4 bits

SFC 9 2902 A Générateur de report anticipé

SFC 9 2909 A Microséquenceur 4 bits extensible

SFC 9 2910 Microséquenceur 12 bits

SFC 9 2911 A Microséquenceur 4 bits extensible

SFC 9 2914 Codeur de priorité et commande d'interruption

SFC 9 2915 A Commande de bus trois états

SFC 9 2918 Registre 4 bits

SFC 9 2919 Registre 4 bits

Avec les 11 circuits de cette série, Thomson Semiconducteurs offre la seconde source d'AMD la plus complète au monde.

MULTIPLIEUR PARALLÈLE 16x16

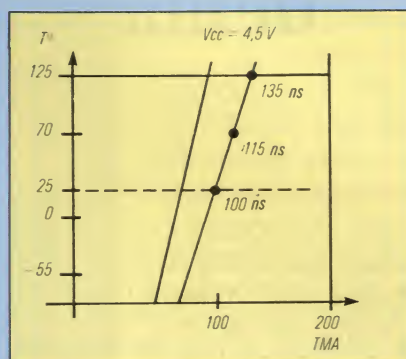
Pour des applications dans lesquelles des calculs nombreux et répétitifs sont nécessaires, Thomson Semiconducteurs a développé un multiplieur rapide complétant parfaitement ses microprocesseurs série 2900.

SFC 9 29 747 : Multiplieur parallèle 16 x 16 avec accumulateur.

Ce circuit réalise l'opération de multiplication avec accumulateur en moins de 165 ns max. (TMA = 80 ns typique).

Disponible en versions commerciale et militaire, il se présente sous forme d'un boîtier 64 broches céramique avec radiateur.

Utilisant une lithographie de $2,0\mu$ et la technique de photorépétition directe sur tranche, ce circuit est réalisé en technologie «triple diffusé» à haute densité d'intégration. La surface de la pastille du multiplieur atteint 50 mm^2 .



PROMS BIPOLAIRES

71 191 B : une Prom 2K x 8 au temps d'accès amélioré (TAA = 45 ns max.)

71 191 C (boîtier 0.6") et 71 291 C (boîtier 0.3") :

Les deux dernières Proms 2K x 8 de Thomson Semiconducteurs, pour applications ultra-rapides (TAA : 35 ns max.).

Ces composants sont réalisés en technologie H.BIP2 à isolement latéral par oxyde, les fusibles en Ti-W assurant une grande fiabilité.

LES RÉSEAUX PRÉDIFFUSÉS EN BIPOLAIRE

Thomson Semiconducteurs poursuit sa stratégie de développement de réseaux prédiffusés bipolaires. Une bibliothèque complète de macro-fonctions permet à l'utilisateur concepteur d'élaborer en un minimum de temps n'importe quelle fonction logique complexe.

Des outils de CAO puissants assurent avec une grande facilité la simulation, la génération des vecteurs de test, puis en utilisant la base de données ainsi constituée, permettent d'effectuer un placement des cellules et un routage des connexions intercellulaires hautement automatisés.

	Nb PORTES	BROCHES	E - S	P (W)	CONCEPT	TECHNOLOGIE	TPD (ns.)
EFZC	500	64	28	1,2	ECL / TTL	H BIP 1	1,2
EFZB	1000	84	38	1,8	ECL / TTL	H BIP 1	1,2
V 1200	1200	84	72	1,1	ECL / TTL	H BIP 2	0,8
V 1700	1700	100	88	1,7	ECL / TTL	H BIP 2	0,8

THOMSON SEMICONDUCTEURS Direction Commerciale - 45, avenue de l'Europe 78140 VÉLIZY-VILLACOUBLAY - Tél. (3) 946.97.19.

Extrême-Orient
HONG KONG
Tél. (3) 721.96.82

R.F.A.
MUNICH
Tél. (089) 78790

Italie
MILAN
Tél. (2) 699.41
ROME
Tél. (6) 639.02.48

Japon
TOKYO
Tél. (3) 264.63.48

Asie du Sud-Est
SINGAPOUR
Tél. (65) 295.31.24

Espagne
MADRID
Tél. 405.16.15
BARCELONE
Tél. (3) 373.30.11

Suède
STOCKHOLM
Tél. (08) 63.50.60

Royaume-Uni et Irlande
BASINGSTOKE
Tél. (256) 29.155

États-Unis
CANOGA PARK CALIFORNIE
Tél. (818) 887.10.10

GRAND CRITERIUM D'APPLICATIONS 1984-1985

DOSSIER D'INSCRIPTION

(A REMPLIR EN LETTRES CAPITALES S.V.P)

NOM : PRENOM : AGE :

S'il s'agit d'un collectif, marquer le nom du responsable auquel devra parvenir le matériel fourni en cadeau à chaque participant et noter le nombre de membres de ce collectif ci-après :

ADRESSE :

CODE POSTAL [][][][][] VILLE :

Si le dossier de participation est ouvert au nom d'une société, marquer l'adresse de celle-ci et noter sa raison sociale ci-après :

N° DE TELEPHONE :

VOTRE APPLICATION

Sur une feuille volante, que vous joindrez à ce dossier de participation, décrivez succinctement l'application que vous envisagez d'étudier pour ce critérium, sans oublier un schéma synoptique (à main levée).

	oui	non
Connaissez-vous le jeu d'instructions du 6805 ?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Avez-vous déjà écrit des programmes avec ce jeu d'instructions ?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Avez-vous accès à un système de développement qui contient un cross-assembleur 6805 ?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
En première approximation, combien de semaines vous semblent-elles nécessaires pour mener à bien votre étude et la rédaction du dossier définitif du critérium ? [][][][][][]		

Date : 1984 Signature :

AVERTISSEMENT

ELECTRONIQUE APPLICATIONS se réserve le droit de refuser les dossiers d'inscription n'offrant pas un minimum de garanties quant au niveau technique nécessaire à la participation au critérium. D'autre part, en cas de succès dépassant nos prévisions, notre journal se garde la possibilité de limiter le nombre de participants à deux cents.

Réalisation

Un chargeur de batteries automatique

La littérature technique n'est pas avare de descriptions de chargeurs automatiques. Il n'est toutefois pas toujours aisé de trouver, parmi de multiples schémas, celui qui convient à l'application envisagée. C'est pourquoi l'auteur a repris cette question à la base, pour concevoir et réaliser un matériel inédit.

Ce chargeur est prévu pour des batteries classiques au plomb telles qu'on les rencontre en électricité automobile. Il est étudié pour une seule tension : 12 V, et il doit pouvoir être mis entre toutes les mains sans risque pour lui-même ou pour la batterie sur laquelle il sera connecté.

Mais, avant de passer à la description de ce chargeur, nous pensons qu'il est nécessaire de préciser les conditions de charge des accumulateurs au plomb, qui sont souvent très mal connues.



Charge des batteries au plomb

Charger une batterie, c'est lui restituer l'énergie qu'elle a perdue, et pour ce faire deux techniques peuvent être utilisées :

– **Charge à tension constante** : les avantages sont bien connus ; on a une récupération très rapide de la capacité et un courant final faible, mais la puissance de la source doit être élevée si l'on veut bénéficier de la récupération rapide. Dans le cas d'une batterie très déchargée, le courant de départ peut être préjudiciable à la durée de celle-ci.

– **Charge à courant constant** : la puissance de la source est bien utilisée et l'énergie emmagasinée dans la batterie facilement connue puisque celle-ci est rigoureusement proportionnelle au temps.

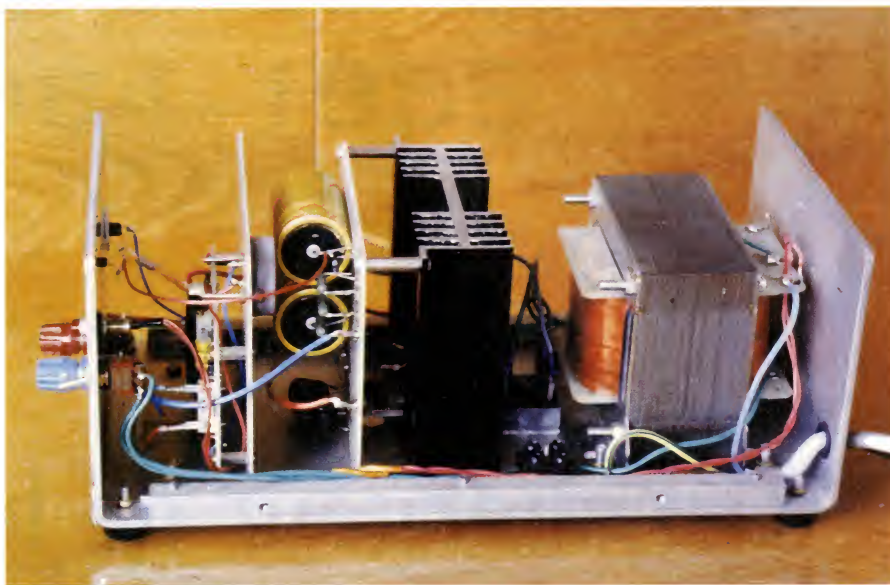
Il faut noter toutefois que le temps de charge est plus long que dans le système précédent.

Souvent, ces deux systèmes sont associés, et l'on trouve des charges à tension constante avec débit limité, palier d'intensité, etc. Le régime de charge est important et, dans le cas d'un appareil simple, la charge à intensité constante nous paraît la plus intéressante, sachant que le rendement est d'autant meilleur que l'intensité est plus faible.

La **figure 1** nous montre la courbe de la tension aux bornes d'un élément de 100 Ah chargé à courant constant à 0,15 C (c'est-à-dire, dans ce cas, à 15 ampères). Nous voyons que la charge est d'environ 80 % lorsque la tension atteint 2,35 V. Si l'intensité est double, la charge n'est plus que de 75 % (**fig. 2**). Par contre, le même élément chargé à 0,05 C, c'est-à-dire à 5 A, dont la charge va durer 20 heures, atteindra 2,35 V vers la dernière heure et la charge sera de 95 %. Le rendement est donc excellent.

Ces deux figures nous montrent également que dès que l'on dépasse la tension de 2,35 V, qui correspond d'ailleurs au bouillonnement, la tension croît très rapidement, et que passé ce seuil il faut réduire la charge, voire la supprimer.

En effet, il faut savoir que l'excès de courant qui produit les gaz abîme les plaques sans les charger. Dans le cas de la charge à courant constant en régime de sécurité, la charge est



Le chargeur est monté en coffret « double U ».

suffisante et il faut tout simplement prévoir un dispositif qui arrête la charge dès que la tension critique est atteinte.

Rappelons que le régime de sécurité (que les constructeurs appellent aussi régime de fin de charge) ne devrait jamais dépasser (en ampères) le dixième de la capacité nominale. Soit, pour une batterie de 40 Ah, un courant de 4 A.

Pour en terminer avec la charge des batteries, signalons une charge particulière : la charge de désulfatation. Elle s'effectue à 0,05 C et peut redonner vie à une batterie qui est sulfatée. Cette maladie est due soit à une décharge trop poussée, soit à une insuffisance de charge.

Elle peut également apparaître si la batterie est laissée trop longtemps sans entretien.

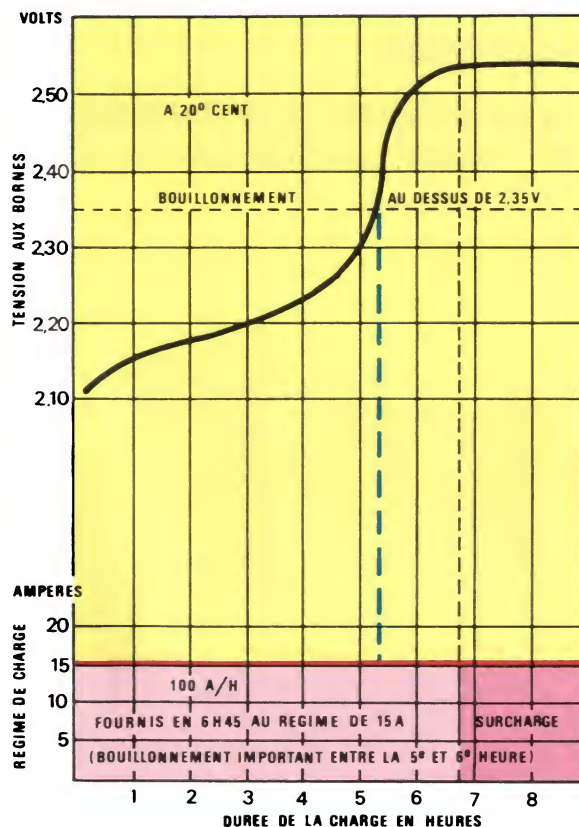


Fig. 1.

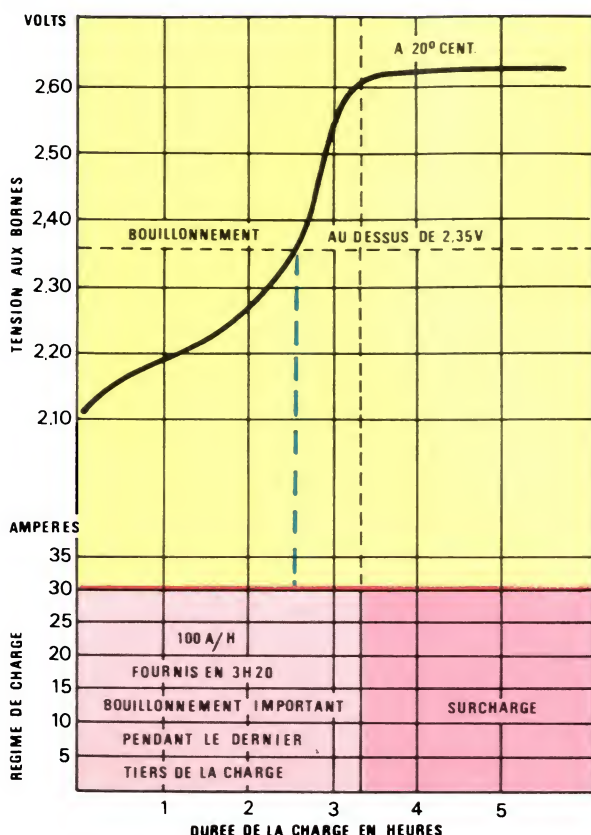


Fig. 2.

Les caractéristiques du chargeur décrit ici seront ainsi les suivantes :

- Accumulateur 12 V/40 Ah.
- Courant de charge constant 4 A.
- Arrêt de charge à 14,4 V (avec reprise à 12,4 V).
- Protection contre les inversions de polarités.
- Avertisseur d'inversion.
- Alimentation 220 V, 50 Hz.

Nous avons donc deux blocs principaux :

- le générateur de charge à courant constant,
- le dispositif d'arrêt.

Le générateur de charge à courant constant

Nous avons utilisé un circuit intégré S.G.S., le L200, monté en régulateur de courant. Nous y avons adjoint un transistor de puissance permettant d'obtenir les 4 A désirés. Ce circuit a

l'avantage d'être accessible côté résistance de limitation et permet de ce fait de fixer avec précision l'intensité du courant débité. Si nous voulons

que notre montage soit insensible aux variations du secteur ($\pm 10\%$), nous devons partir d'une tension suffisamment élevée, ce qui nécessite un dissipateur pour le circuit intégré et le transistor ballast. Les mesures effectuées sur la maquette montrent que pour -10% de variation du secteur la variation du courant de sortie est inférieure à $-0,25\%$. La figure 3 donne le schéma de principe du générateur de courant ; la partie à l'intérieur du pointillé correspond au circuit imprimé qui est fixé sur le dissipateur, alors que le L200 est couplé thermiquement à celui-ci par l'intermédiaire d'une épaisse équerre en aluminium. La résistance R_{SC} , d'environ $0,1\ \Omega$, est constituée de quatre résistances en parallèle ; en jouant sur leurs valeurs on peut ajuster avec précision le courant de charge. La figure 4 donne le plan d'implantation du circuit imprimé ainsi que le dessin de la partie cuivrée. Le câblage a été réalisé côté cuivre afin de rendre plus facile l'ajustage de R_{SC} . Une diode électroluminescente fixée sur la face avant du chargeur est branchée entre la tension d'entrée et de sortie du régulateur de courant. Elle permet de mettre en évidence le débit du générateur. En effet, si le générateur ne débite pas, la tension entrée/sortie est faible : $26,1 - 25,4 = 0,7\text{ V}$. Par contre, dès que le générateur fournit les 4 A, nous obtenons une tension minimale de $21 - 14,4 = 6,6\text{ V}$.



L'appareil, tel qu'il se présente une fois terminé.

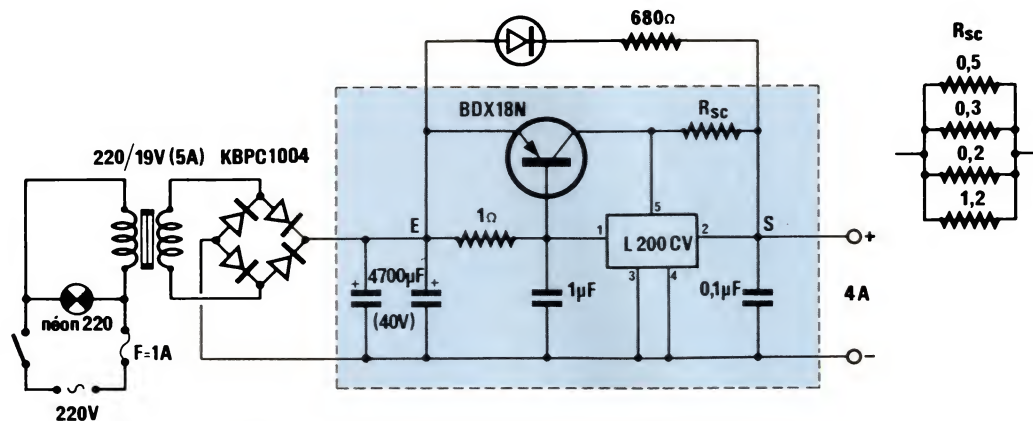


Fig. 3.

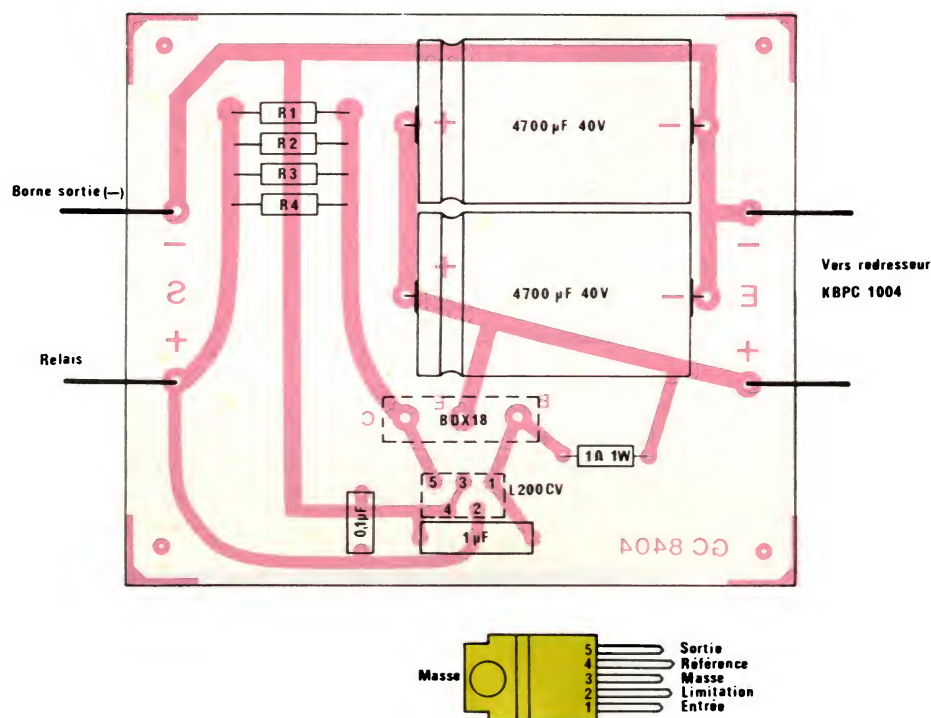


Fig. 4. – Circuit imprimé du générateur de courant représenté à l'échelle 0,75.

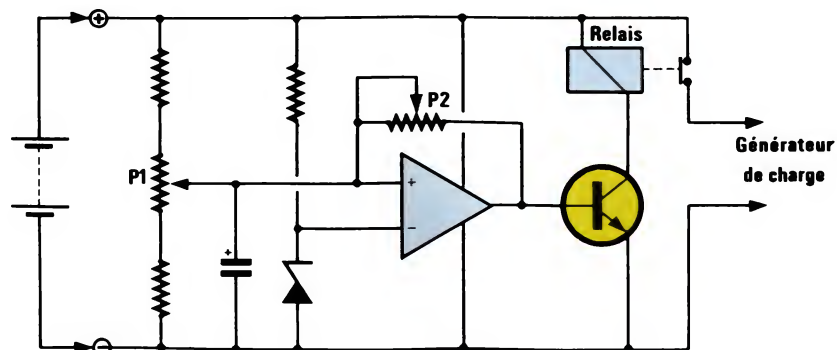


Fig. 5.

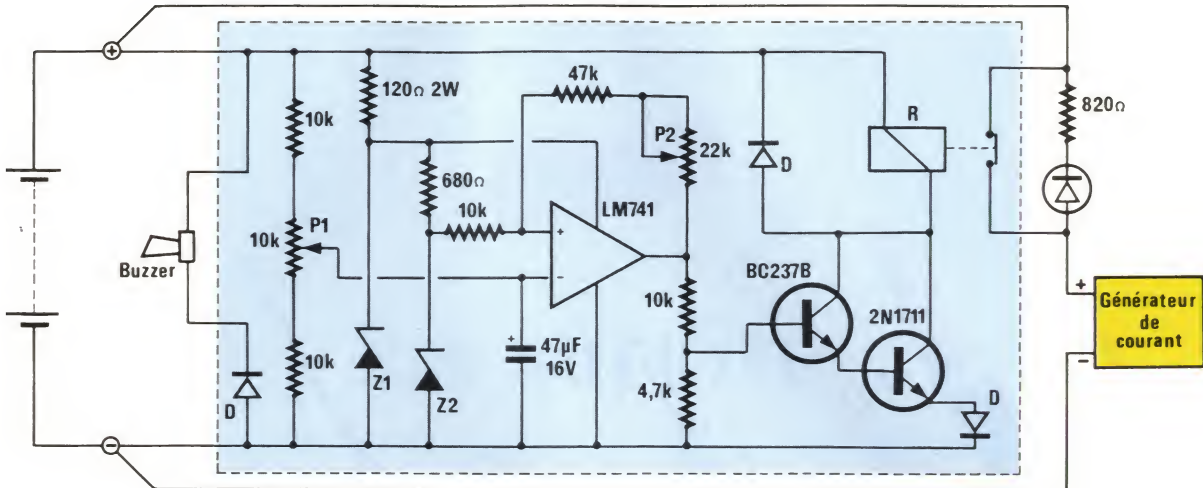


Fig. 6.

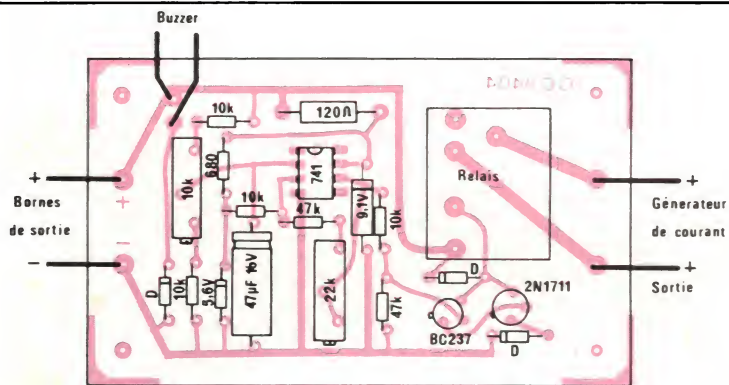


Fig. 7. – Circuit imprimé d'arrêt de charge représenté à l'échelle 0,75.

Dispositif d'arrêt de charge

Le montage que l'on rencontre le plus souvent utilise un amplificateur opérationnel (**fig. 5**) monté en comparateur avec hystérésis qui commande un transistor dans le collecteur duquel se trouve un relais. C'est en somme une bascule de *Schmitt* et l'hystérésis que procure ce montage évite qu'à la moindre baisse de tension le dispositif ne reconnecte le générateur de charge. La tension limite a été fixée à 14,4 V et la reprise de la charge ne s'effectue que si la tension tombe en dessous de 12,4 V.

Ce montage, qui fonctionne parfaitement, a cependant plusieurs défauts :

- Si l'on connecte l'alimentation du chargeur avant d'avoir branché l'accumulateur, le montage se trouve auto-alimenté et le relais va successivement s'ouvrir et se fermer à une cadence telle que celui-ci ne résistera

que très peu de temps. Lors de nos essais, le relais a été rendu inutilisable dès la mise sous tension.

- Si l'on inverse par mégarde les bornes de l'accumulateur, le montage est alimenté en négatif, ce qui ne plaît ni aux semi-conducteurs ni au condensateur électrochimique. Nous en avons fait la triste expérience.

Nous proposons donc le montage de la **figure 6**, où le relais ne se ferme que si l'accumulateur est connecté (dans le bon sens) et si la tension est inférieure à 12,4 V.

Nous voyons que l'amplificateur opérationnel est alimenté par une Zener de 9,1 V. C'est à partir de cette tension que la tension de référence du comparateur est obtenue. Cela représente un double avantage : la tension de référence est plus stable et, en cas d'inversion des bornes de la batterie, la diode Zener de 9,1 V est conductrice dans le sens direct et la tension à ses bornes est réduite à la tension de seuil d'une diode au silicium, c'est-à-dire 0,6 à 0,7 V. Le 741, alimenté par

cette faible tension négative, ne risque rien. Mais il faut que la résistance ballast de la Zener soit suffisamment dimensionnée pour supporter le courant direct (2 W). Une diode au silicium (1N645), placée en série avec l'émetteur du transistor de commande du relais, complète la protection du montage. Nous avons adjoint un « buzzer » aux bornes de notre montage afin d'avertir l'utilisateur de l'inversion des bornes de la batterie. Notons enfin la présence d'une diode électroluminescente qui s'allume dès que le relais décolle et indique la fin de charge. La **figure 7** donne le circuit imprimé ainsi que l'implantation du montage. P_1 sert au réglage de la tension de déclenchement du comparateur et P_2 en règle l'hystérésis.

La meilleure façon de calibrer ce circuit est d'utiliser une alimentation régulée que l'on réglera d'abord sur 14,4 V. P_1 sera ajusté pour couper le relais à cette tension. P_2 étant à mi-course, on abaisse alors la tension de l'alimentation jusqu'à ce que le relais soit excité. Si le relais s'enclenche à 12,4 V, tout est parfait, le réglage est terminé. Dans le cas contraire, il faut diminuer la valeur de P_2 si le relais s'enclenche au-dessous de cette tension, et l'augmenter s'il s'enclenche au-dessus. Ne pas oublier de réajuster P_1 dès que l'on retouche P_2 , car les deux réglages ne sont pas indépendants.

Pour ceux qui seraient tentés par les « charges de désulfatation », il suffirait d'ajouter en façade un inverseur permettant d'augmenter R_{SC} et de passer ainsi à 0,05 C, soit 2 A ($R_{SC} = 0,45/I_s$).

G. Chevalier



COLLECTION 85

Prêt-à-porter : plus de mille câbles multi-conducteurs souples attendent votre appel, prêts à vous rejoindre instantanément, où que vous soyez en France.

Sur mesure : nos ingénieurs vous attendent, prêts à étudier avec vous des câbles adaptés à vos besoins particuliers, quelle que soit votre industrie.

Programme de fabrication : fils de câblage, câbles multi-conducteurs pour télécommande et télécontrôle de $0,14 \text{ mm}^2$ à $2,5 \text{ mm}^2$ (isolant matière thermoplastique). Câbles multi-conducteurs pour l'industrie de l'électronique avec écrans anti-inductifs réalisés par tresses cuivre, par ruban alu-

minium ou par semi-conducteur extrudé. Câbles multi-conducteurs blindés par tresses acier. Câbles sur devis pour : hautes et basses températures, contacts avec les hydrocarbures ou divers produits chimiques, tenue au feu améliorée, résistance au feu, compensation pour thermocouples, fibre optique, antiparasites.



radio tresses cables

Rue Thimonnier, Z.I. de Genay, B.P. n° 5
69730 GENAY. Tél. (7) 891.43.22
Télex : RTCCABL 900 908 F.

Stock Région Parisienne et France Nord :
ONDOCABLE

Z.A. des Petits Carreaux - 4, avenue des Coquelicots
94380 BONNEUIL-SUR-MARNE
Tél. (1) 339.24.44. Télex : 215 556 F.

SERVICE-LECTEURS N° 2

Médical

La surdité : ses causes et ses remèdes (troisième partie)

Cette dernière partie consacrée à l'étude de la surdité, et des remèdes que l'électronique peut proposer au médecin, envisage concrètement les différents types de prothèses aujourd'hui disponibles, y compris l'« implant cochléaire », concept tout nouveau et encore peu connu. Un paragraphe particulier est en outre consacré au cas de la surdité chez les nouveau-nés.

Enfin, une annexe importante dégage les points fondamentaux, déontologiques et juridiques, de l'audioprothèse.

La miniaturisation

La miniaturisation vise deux buts : une meilleure logeabilité de la prothèse en son lieu d'implantation et une consommation énergétique plus réduite des circuits d'où, par conséquent, une miniaturisation des sources d'énergie.

Les circuits, qui occupent une place non négligeable, peuvent être réalisés selon diverses techniques. Les *circuits prédiffusés* possèdent au préalable un certain nombre d'éléments non connectés. Pour réaliser la fonction souhaitée, il suffira d'effectuer les connexions, soit manuellement, soit par ordinateur. Ils répondent très bien aux critères de dimensions et de consommation et se prêtent assez bien aux séries de moyenne importance. Les *circuits précaractérisés* offrent une puce n'ayant subi que les premières diffusions élémentaires. La réalisation des fonctions souhaitées s'effectue au moyen de la CAO (Conception Assi-

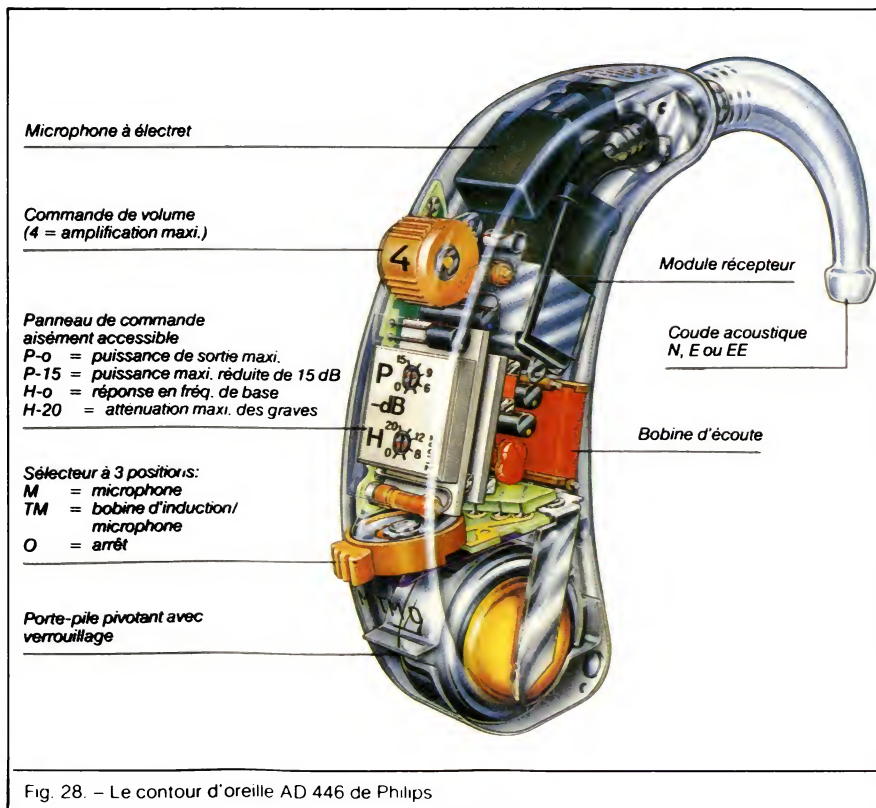


Fig. 28 - Le contour d'oreille AD 446 de Philips

tée par Ordinateur) en partant de fonctions standard contenues dans les programmes informatiques d'implantation mis à la disposition du client par le fabricant. Cette technique assure une meilleure utilisation de la surface de la puce, d'où des dimensions plus petites, mais d'un coût plus élevé. Enfin, les *circuits spécifiques* où, partant d'une maquette du circuit à miniaturiser, le fabricant réalise par CAO l'implantation des composants sur le « chip » de base. Là encore l'investissement de base est important (CAO) et cette technique ne devient intéressante que pour les très grandes séries. Mais cela peut être envisagé si l'on espère un développement du marché des prothèses auditives comme cela est souhaité aussi bien par les patients que par les audioprothésistes.

Le contour d'oreille

Voyons, sur le plan pratique, comment se présente actuellement une prothèse classique du type contour d'oreille. Prenons le modèle AD 446 (fig. 28) que commercialise Philips dans sa nouvelle série « Compact AD ». C'est un correcteur linéaire de forte puissance pour déficiences auditives sévères à caractère transmissionnel et mixte, éventuellement accompagnées de phénomènes de recrutement.

Dans ce modèle, les appareils sont pourvus de deux commutateurs disposés sur le haut de l'appareil. Ils sont destinés aux préréglages individuels effectués par le spécialiste. Ces commandes sont affectées aux réglage (P) de la puissance de sortie maxi et au réglage (H) de la coupure des basses fréquences (contrôle de tonalité), puis elles permettent d'obtenir une excellente adaptation prothétique. Parmi les caractéristiques, notons le circuit économiseur d'énergie qui prolonge la durée de vie de la pile (jusqu'à 65 %), le sélecteur à 3 positions : M-microphone, TM-bobine d'induction/microphone, O-arrêt. La construction modulaire est réalisée au moyen de la CAO. Les appareils sont équipés d'un microphone à électret omnidirectionnel de grande sensibilité.

A titre d'exemple, les figures 29, 30 et 31 donnent le schéma du circuit et les unités à film épais du modèle 22 AD 426-L (Philips). Les figures 32 à 36 illustrent quelques opérations au cours de la fabrication de prothèses auditives.

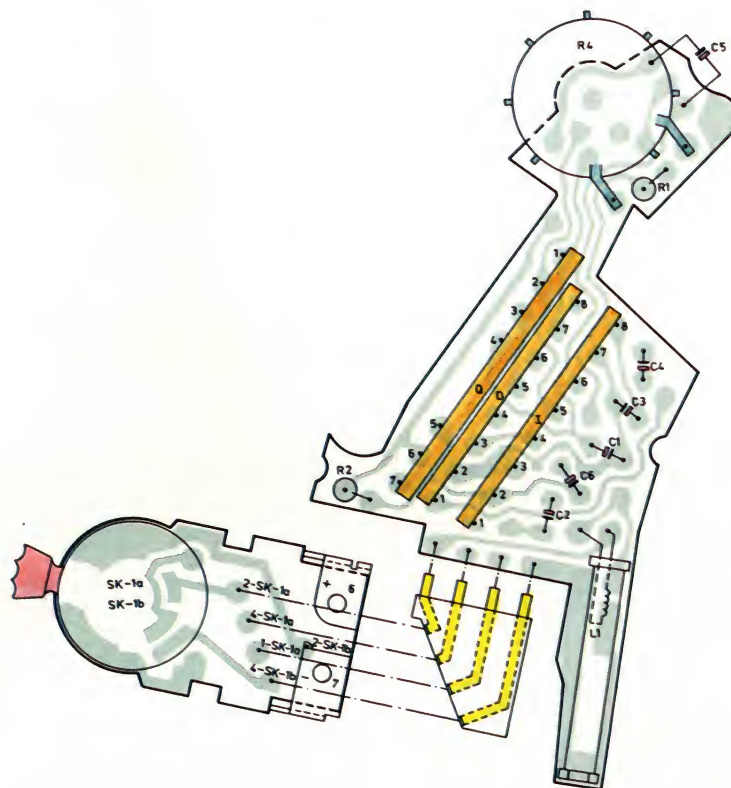


Fig. 30. – Circuit du contour d'oreille Philips 22 AD 426 L.

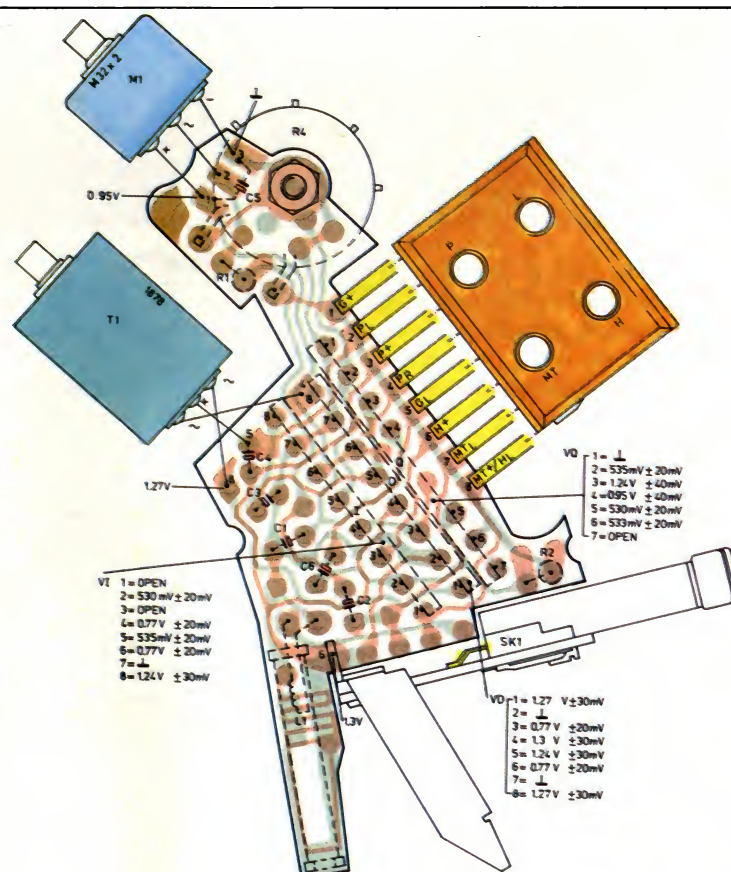


Fig. 31. – Circuit du contour d'oreille Philips 22 AD 426 L.

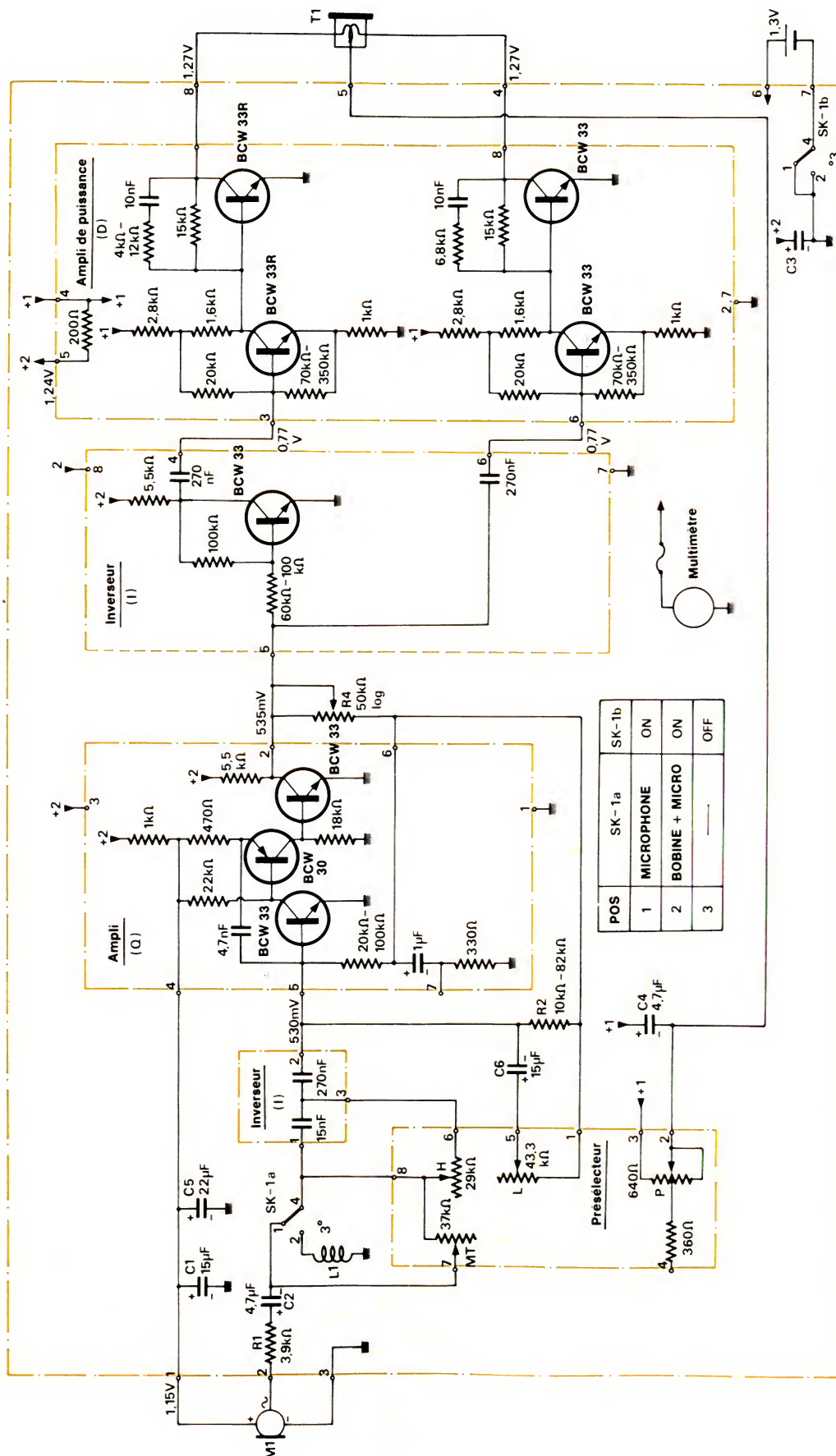


Fig. 29. – Le circuit du contour d'oreille 22 AD 426 L (doc. Philips).

L'intra-auriculaire

Avec la prothèse intra-auriculaire, on aborde un domaine nouveau tant par l'électronique, qui se miniaturise un peu plus, que par la morphologie de l'appareil, qui doit être à la mesure de l'oreille qui va la recevoir.

L'avantage de l'intra-auriculaire est de bénéficier de la distance réduite entre l'ampli et le tympan, auquel s'ajoute l'effet amplificateur du pavillon de l'oreille (focalisation interne de l'oreille). Une parfaite adaptation nécessite la réalisation d'un moulage, c'est-à-dire la prise d'une empreinte par l'audioprothésiste. Ensuite, la coque de « l'intra » est réalisée soit en métal, soit en plastique et, dans les deux cas, les parois sont très fines afin d'allier la légèreté et l'efficacité anti-Larsen.

Sur le plan électronique, nous retrouvons une certaine analogie avec les autres types de prothèses (fig. 37). La société CAFA en fabrique un modèle (avec deux versions). L'amplificateur est réalisé sur circuit hybride, il comporte un microphone à électret, un écouteur magnétique. L'alimentation se fait par pile dont la durée de fonctionnement est de 80 h (pile oxyde de mercure) ou de 140 h (pile zinc-air). L'une des versions est à amplificateur linéaire avec réglage de la tonalité, l'autre version est à contrôle automatique de gain avec réglage de la compression.

L'introduction de l'intra-auriculaire dans l'oreille peut être à l'origine de troubles dus à la sécrétion de cérumen qui peut obstruer la sortie écouteur de la prothèse (même avec les dispositifs classiques du type grille). Chacun sait que l'oreille est le siège de sécrétions naturelles qui sont des agents agressifs pour les intra-auriculaires. Le cérumen, notamment, a pour effet d'empêcher le passage des sons. En outre, les sécrétions autres que le cérumen ont des composants acides qui sont très néfastes aux circuits et à leurs composants.

On comprend que l'on ait cherché à les protéger en plaçant sur le passage de la coque une pièce formant barrage. Une telle pièce n'avait pu être réalisée jusqu'à ce jour avec succès. En effet, si l'on veut que le son passe bien, il faut que le passage soit aussi dégagé que possible, et si l'on veut empêcher efficacement les entrées de sécrétions ainsi que le dépôt de cérumen, il faut que le passage soit aussi restreint que possible.

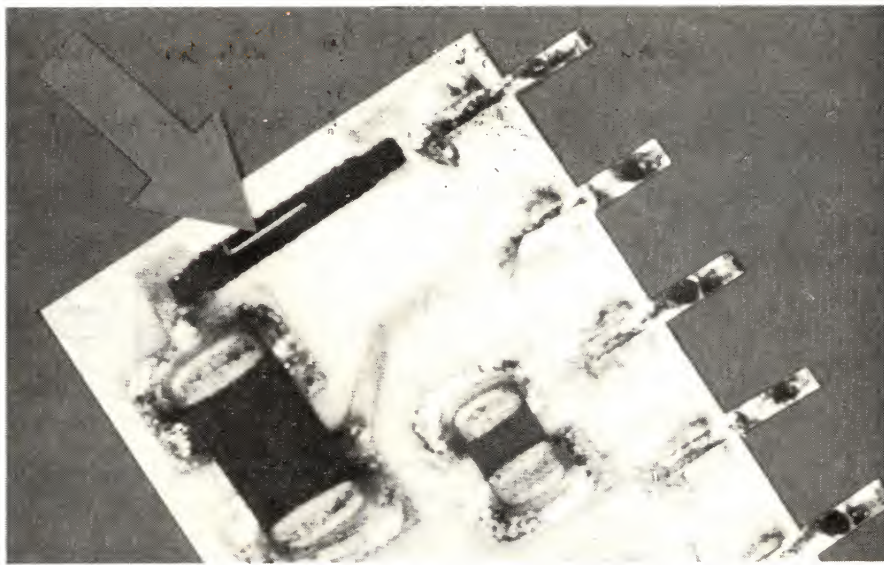


Fig. 32. — Calibrage par rayon laser d'une valeur de résistance en régime dynamique (Philips).

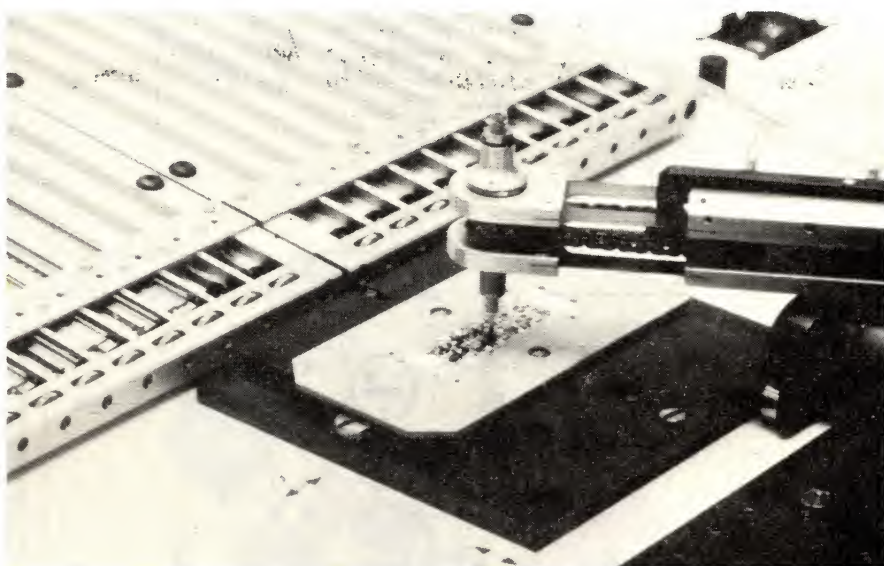


Fig. 33. — Implantation automatique des chips par machine pneumatique sur les films en circuit hybride (Philips).

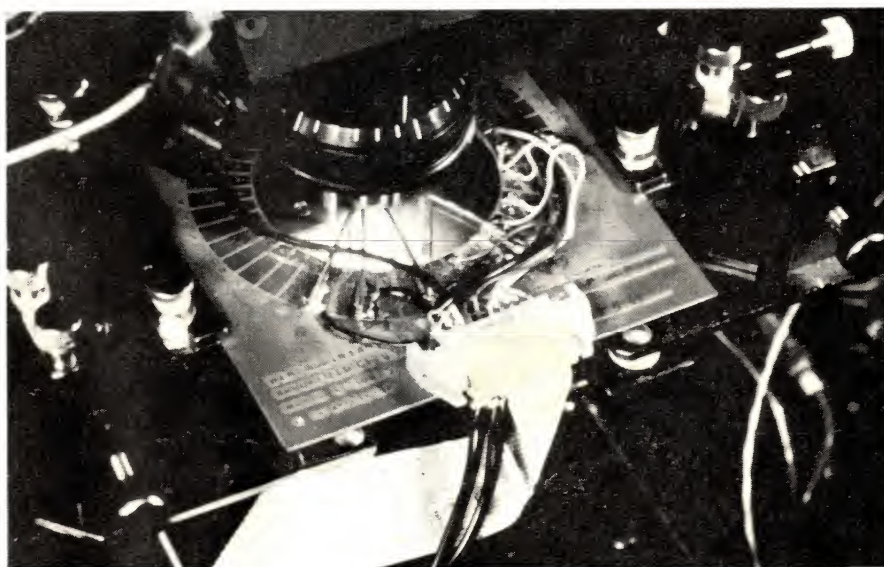


Fig. 34. — Découpage de film épais par laser (asservissement par programme ordinateur) (Philips).

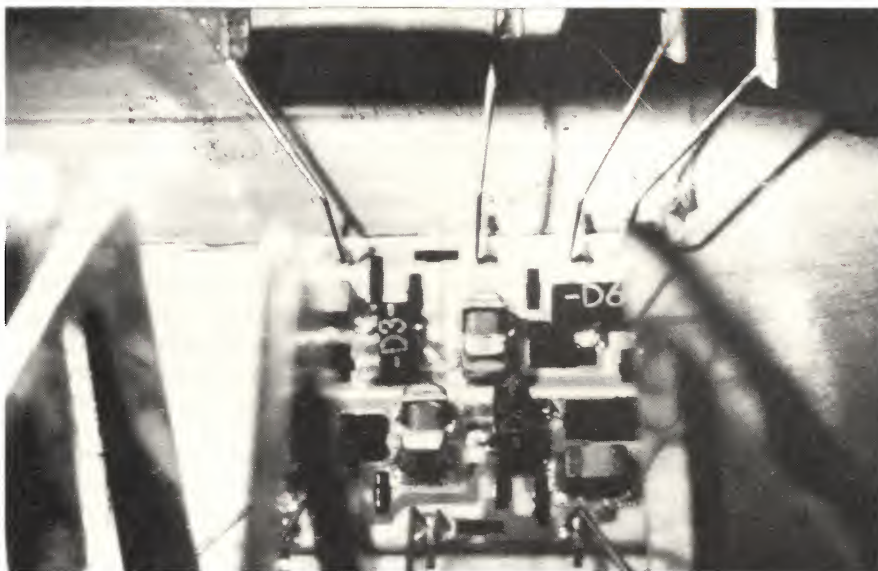


Fig. 35. – Photo d'un circuit hybride en phase d'étalonnage par système laser (Philips).



Fig. 36. – Contrôle des circuits (Siemens).

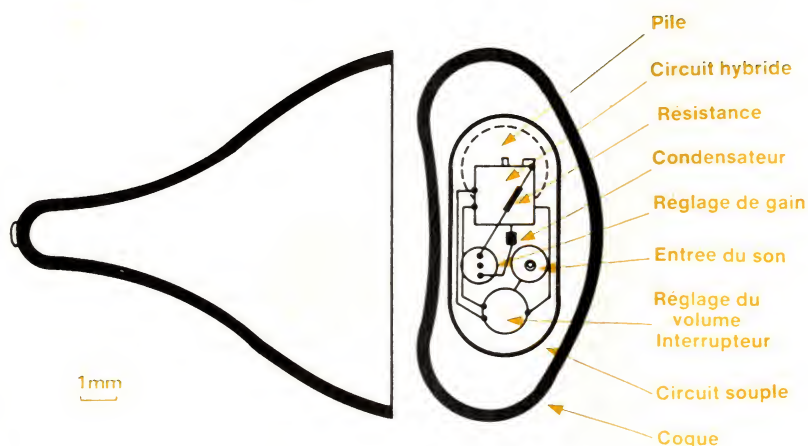


Fig. 37. – Schéma d'un intra-conduit monté sur circuit souple (doc. CAFA).

Ces deux nécessités contradictoires constituent un problème que la société **CAFA** a résolu avec son « capuchon ». Dans le principe retenu, on intercale une pièce aisément amovible entre la coque et les sécrétions naturelles. La pièce peut être remplacée ou nettoyée sans précautions particulières indépendamment de l'intra-conduit et de son circuit.

La prothèse idéale

Les prothèses auditives actuelles réalisent les fonctions d'amplification et de filtrage dans le domaine analogique. Les problèmes que ce type de traitement analogique crée dans le domaine de l'audioprothèse sont bien connus et **R. Utzmann**, **J. Jouve** et **A. Wiplier** (société **CAFA**) l'ont bien souligné lors des *Journées nationales d'information des audioprothésistes français* (1983). Ils ont évoqué, entre autres :

- les problèmes classiques de reproductibilité, de dérive, de taille des éléments,
- la difficulté d'obtenir l'amplification prothétique souhaitée en fonction du champ dynamique (par exemple, compression du gain en fonction de l'intensité et de la fréquence du signal à l'entrée et/ou du signal à la sortie),
- la difficulté de réaliser des filtres ayant les fonctions de transfert nécessaires pour l'adaptation aux pertes auditives du malentendant et ceci malgré l'utilisation relativement récente en audioprothèse du filtrage actif,
- et surtout, la modification difficile des courbes de réponse :

– soit en utilisant les réglages si les organes de réglages ont été prévus à la construction (ils deviennent de plus en plus nombreux, mais c'est une solution chère et peu fiable),

– soit en changeant des éléments (résistances, capacités, solution de plus en plus délicate au fur et à mesure que la miniaturisation progresse).

L'essor récent des techniques d'intégration à grande échelle a permis l'utilisation des techniques numériques de traitement du signal et dans des domaines aussi divers que la téléphonie, la télévision, la reconnaissance de formes, la prospection géophysique, la stimulation cardiaque.

Il est raisonnable d'envisager dans un avenir proche que l'audioprothèse

profitera des avantages de la numérisation : plus de dérive, une reproductibilité assurée, une fiabilité accrue. Toujours d'après ces auteurs, ces futures prothèses intégreraient même un calculateur sous forme soit de microprocesseur standard, soit d'organes spécialisés. Ainsi pourrait être réalisé n'importe quel type de fonction de transfert, sans modification d'éléments : pour changer les courbes de filtrage, il suffirait de changer le programme de calcul, voire simplement les coefficients dans le programme, d'où simplification des réglages.

Cette flexibilité a d'autres conséquences importantes : elle procure une meilleure adaptation au marché, tout en permettant une rationalisation de la fabrication : il sera possible de proposer toute une gamme de modèles de façon à satisfaire des besoins variés, sans modifier le matériel, la différence résidant dans le logiciel. Et, à l'instar des stimulateurs cardiaques, un contrôle permanent des propriétés du système pourrait s'exercer, toujours par programmation, facilitant grandement les tests.

Dans l'état actuel de la technique, il peut être proposé le schéma synoptique de la figure 38 où nous trouvons :

- **des filtres d'entrée** : le signal analogique provenant du microphone est d'abord filtré afin de limiter la bande passante à la bande utile et d'éliminer les bruits de basses et hautes fréquences,

- **un échantillonneur-bloqueur** : ce signal est ensuite échantillonné (périodicité satisfaisant la condition de Shannon), et maintenu constant, pendant la durée nécessaire à la conversion, par l'échantillonneur-bloqueur,

- **un convertisseur analogique-numérique** : chaque signal échantillonné est converti en nombre de n bits (n fixant le pouvoir de résolution du convertisseur),

- **une unité de calcul numérique** : la série des nombres de n bits est transférée dans l'unité de calcul (opérateurs : addition, multiplication, retard) pour y subir les transformations (filtrage, compression, transposition de fréquence...) en fonction du programme de calcul et donner ainsi naissance à une nouvelle série de nombres disponibles en sortie de l'unité de calcul,

- **un convertisseur numérique-analogique** : cette série est convertie en signal analogique par le convertisseur numérique-analogique,

- **des filtres de sortie** : ces filtres de sortie ont un double rôle : éliminer les bruits (haute fréquence, bruit d'horloge) et distorsions (notamment celle en $\sin x/x$) introduits par l'échantillonnage et la conversion, et surtout restituer, essentiellement à l'aide d'un filtre passe-bas d'ordre relativement élevé, un signal analogique continu,

- **le signal analogique** va ensuite attaquer un amplificateur de puissance pour alimenter l'écouteur.

Cependant, il reste quelques difficultés à surmonter avant de pouvoir réaliser une prothèse auditive (à fortiori, un appareil intra-auriculaire) en technique numérique : la vitesse de traitement, par suite du temps de conversion et de calcul, l'encombrement et la consommation d'énergie qui sont encore trop importants. Toutefois, avec les circuits rapides à très faible consommation, aussi bien pour les microprocesseurs généraux que pour les circuits spécialisés en traitement du signal, tout espoir n'est pas perdu.

La recherche en audiologie expérimentale

L'Institut National de la Santé et de la Recherche Médicale (INSERM) a créé l'Unité 229 : Recherche en audiologie expérimentale, dirigée par Jean-Marie Aran, à l'hôpital Pellegrin de Bordeaux. L'objectif est de contribuer au développement des connaissances sur le fonctionnement des systèmes auditif et vestibulaire de l'homme, tout en proposant des solutions aux problèmes diagnostiques et thérapeutiques posés en permanence en clinique.

Le développement des connaissances s'effectue essentiellement par des expérimentations chez l'animal, mais aussi au moyen d'observations chez l'homme ; on étudie les caractéristiques fonctionnelles et structurales des organes mécano-récepteurs dans l'audition et l'équilibration, tous situés dans l'oreille interne, et qui couvrent une très large gamme de stimulations mécaniques. L'analyse des corrélations anatomo-fonctionnelles permet d'approcher les processus de la transduction et du codage sensoriel et nerveux, et de préciser les sensibilités absolues et différentielles dans les domaines temporel, dynamique et fréquentiel.

Les pathologies otologiques humaines se classent selon leurs causes ou

leurs symptômes. Afin d'en approfondir les mécanismes et de proposer des préventions et traitements, on essaie d'en reproduire certaines expérimentalement chez l'animal. C'est le cas du traumatisme sonore, des toxicités médicamenteuses, de l'hydrops endocochléaire (maladie de Ménière), des atteintes rétrocochléaires (tumorales, vasculaires, etc.). Evidemment la plupart de ces études posent inévitablement des problèmes fondamentaux. Par exemple les mécanismes d'action des antibiotiques aminoglycosidiques (de la famille de la Streptomycine) sont encore très mal connus, ils interfèrent directement avec les processus de la transduction par la cellule sensorielle, qu'ils peuvent détruire avec une remarquable sélectivité. Ici aussi ces recherches sont menées le plus possible en parallèle chez l'homme et chez l'animal.

Dans le domaine du Génie biologique et médical, un atelier de technologie biomédicale a été installé dans l'Unité. Ses tâches sont de développer les procédures et matériels permettant de préciser les diagnostics (objectifs et différentiels), et de mettre au point, en utilisant de nouvelles technologies, les appareils de correction auditive : prothèses ossiculaires en matériaux composites, prothèse acoustique à traitement du signal de la parole, implant extra-cochléaire à mono-électrode.

Les techniques de base sont l'électrophysiologie chez l'homme (potentiels évoqués), chez l'animal (préparations chroniques) et l'histologie (microscopie photonique et électronique à transmission et à balayage) après micro-dissections. L'informatique est évidemment un élément important dans ces techniques. Une approche biochimique des phénomènes, étudiés actuellement uniquement à travers l'électrophysiologie et l'histologie, est envisagée.

Le problème des nouveau-nés

Si l'individu, enfant ou adulte, peut exprimer de différentes manières son déficit auditif, il en va tout autrement pour le nouveau-né. La pédiatrie est une discipline complexe et notre propos est d'évoquer simplement le problème des surdités éventuelles (et qui par conséquent doivent être traitées précocement) sans aller trop loin dans le détail. La mise au point d'un

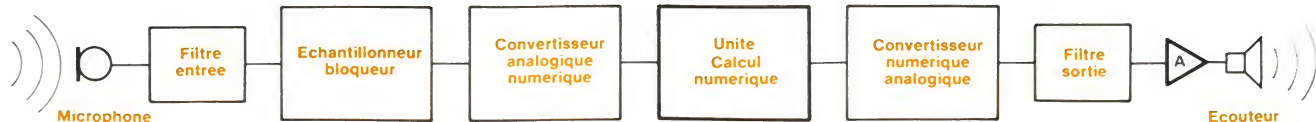


Fig. 38. – Schéma synoptique d'une future prothèse (d'après R. Utzmann, J. Jouve et A. Wiplier).

test néo-natal par Veit et Bizaguet a considérablement fait évoluer l'étude de la surdité au cours des premiers jours de la vie d'un être humain.

Si l'accoucheur doit délivrer la mère de son précieux fardeau, il doit aussi, et ceci est au moins aussi important, mettre au monde un enfant dont l'avenir est sauvegardé. Aussi, parmi les critères de jugement objectif du résultat obtenu, le test acoustique néo-natal constitue un véritable dépistage neuro-sensoriel des plus précieux car il est facile à obtenir, précoce, répétitif, et il explore les voies réflexes multiples.

Pour le pédiatre, l'étude systématique des réactions auditives sensorimotrices à la naissance peut être considérée non seulement comme un dépistage d'une éventuelle surdité, mais beaucoup plus comme un tri, au milieu d'enfants normaux, d'un groupe de sujets qui ont la possibilité d'avoir présenté ou de présenter, actuellement ou dans un avenir proche, des états pathologiques. Autrement dit, le dépistage acoustique néo-natal sert à définir un groupe d'enfants « à risque ». L'absence de réaction à un stimulus sonore a des causes très variables ; l'état de vigilance, bien sûr, mais aussi l'état pathologique font de cet examen du nouveau-né, des éléments d'étude physiologique, psychologique et pathologique.

Le test acoustique néo-natal peut donc apporter au pédiatre l'élément objectivement mesurable qui leur manquait ; mais, compte tenu de la présence dans les maternités de la quasi-totalité des nouveaux-nés pendant les six ou huit jours de la vie, il constitue sans conteste pour l'oto-logue le premier maillon indispensable d'un dépistage précoce de la surdité.

L'étape néo-natale du dépistage des déficiences auditives amènera à mieux connaître l'évolution et la pathologie auditive du premier âge. On doit en effet admettre qu'un certain nombre de surdités dites congénitales n'apparaissent en fait qu'au cours de la première année, sans qu'un incident pathologique n'attire l'attention

sur le développement d'une atteinte auditive... Il est particulièrement intéressant de connaître le temps libre entre la naissance et l'apparition de la surdité, donnée nouvelle due au dépistage systématique.

Le test acoustique néo-natal, pièce maîtresse du dépistage précoce, s'appuie sur le fait, maintenant bien connu, que le nouveau-né normal, exposé dans des conditions définies à un signal acoustique également défini, de qualité et d'intensité optimales, répond par des réactions musculaires, viscérales ou psychologiques se traduisant par une modification de son état ou de son comportement. Par exemple : le *réflexe de Moro* (réflexe des bras en croix), attitude des bras en croix provoquée par le déplacement brusque de la tête sur le cou. Le *réflexe cochléo-palpébral*, clignement bilatéral des paupières provoqué par la brusque perception d'un bruit.

Pour autant que d'autres causes – physiques, physiologiques, psychologiques ou pathologiques – ne peuvent en être rendues responsables, l'absence de réponse, confirmée par la répétition méthodique du test, oblige à envisager l'éventualité d'une atteinte sévère ou profonde de l'audition du nouveau-né.

La mise en œuvre de ce test se fait au moyen d'un appareil : le « *Baby-mètre* » Philips. Il délivre deux formes de signaux acoustiques :

- un bruit blanc,
- un bruit coloré, de tonalité aiguë, prélevé dans le bruit blanc par un filtre passe-bande dont la caractéristique fréquentielle se situe entre le filtre médium et le filtre aigu de l'audiomètre de dépistage. Sa bande passante s'étend de 2 900 à 3 000 Hz (f_0 : 3 250 Hz), avec une pente de 45 dB par octave.

Le rapport aléatoire des phases des fréquences composant le bruit blanc confère à ces signaux un caractère impulsionnel qui stimule fortement les centres de la vigilance et les rend hautement réactogènes. En outre, les signaux délivrés par l'appa-

reil sont les seuls à assurer au test acoustique néo-natal une parfaite innocuité car leur charge acoustique se répartit régulièrement et également sur la membrane basilaire. L'absence de nocivité, même aux plus fortes intensités, autorise son emploi dès les premières heures de la vie.

Et maintenant : l'implant cochléaire

On ne peut terminer une étude sur la surdité sans évoquer les résultats obtenus ces dernières années dans le domaine de l'implant cochléaire. Ceux-ci ont été présentés en octobre 1983 lors du 2^e *Symposium international sur l'implant cochléaire* qui s'est tenu à Paris. Il s'agit du traitement de la surdité totale bilatérale par stimulation directe du nerf auditif au moyen d'électrodes.

En principe c'est tout simple. On capte les sons, on les transforme en signaux électriques, ceux-ci stimulent directement les fibres du nerf auditif par l'intermédiaire d'électrodes. En pratique, les choses sont moins simples. Le nerf auditif comporte 50 000 fibres reliées à quelque 15 000 cellules sensorielles, alignées sur une membrane de 30 millimètres de longueur, enroulée en spirale dans la cochlée. C'est cette membrane qui vibre sous l'effet des sons et ce sont les cellules sensorielles qui codent électriquement le message. De par sa forme, la membrane répond mécaniquement de différentes façons (intensité de la déformation et localisation) selon les sons reçus (intensité sonore et fréquence). La pose d'électrodes dans des zones bien définies permet de stimuler le nerf sélectivement selon certaines fréquences. Mais le problème se complique dès que l'on veut faire jouer également un autre paramètre, celui de l'intensité. Comme quoi rien n'est simple.

Les premières expériences ont débuté avec une électrode seulement (Eyriès – Djournio, Paris 1957 – House, Los Angeles et Merzenich –

Michelson, San Francisco 1970). Cet implant rudimentaire ne permettait que l'audition d'un bruit, tout juste valable pour établir un signal d'alerte (un peu comme les vibrateurs osseux placés derrière l'oreille) et nécessitant la suppléance de la lecture labiale. C'était néanmoins un progrès car l'étape suivante fut la multiplication des électrodes et actuellement il existe des appareils à 8 électrodes (USA) et à 12 électrodes (France).

Bien sûr, les techniques chirurgicales d'implantation diffèrent d'une équipe à une autre, mais il semblerait que l'on soit sur une bonne voie. Très schématiquement (fig. 39) l'appareillage se présente sous la forme d'un récepteur qui est placé sous la peau (dans la région mastoïdienne) et qui comporte les électrodes reliées à la cochlée. Extérieurement, un émetteur reçoit les sons ambiants, procède à l'analyse de la parole, effectue le codage de tous ces signaux et les dirige

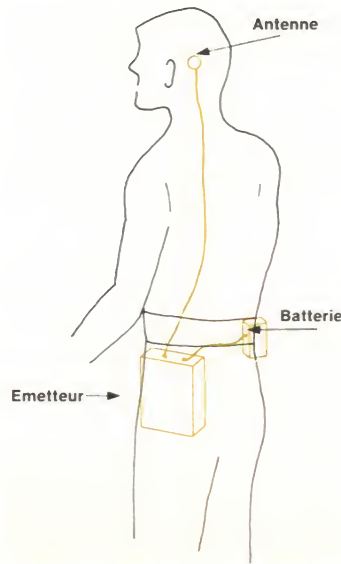


Fig. 39. - L'implantation cochléaire et son appareillage externe. Le récepteur est placé sous la peau dans la région mastoïdienne.

vers le récepteur au moyen d'une antenne placée en face de celui-ci. L'appareillage est alimenté au moyen d'une batterie rechargeable après une douzaine d'heures d'utilisation.

Les problèmes qui se posent actuellement sont les problèmes classiques de l'implant d'un corps étranger dans l'environnement de l'organisme (la stimulation cardiaque nous a familiarisé avec ce type de problèmes) ainsi qu'avec la façon d'y pallier, puis de la miniaturisation de l'appareillage.

Ensuite, il y a un problème de rééducation du patient, notamment au point de vue linguistique. La modification de la voix du sujet s'objective par une amélioration de l'articulation et un gain sur l'intelligibilité de la parole. Et puis, ce qui n'est pas négligeable, il y a tout un changement dans les rapports socio-affectifs du sujet avec son entourage.

Circuit AGC

1. Pré-amplificateur pour microphone, bobine téléphonique et entrée audio.
2. Amplificateur contrôlé par tension.
3. Contrôle de volume (potentiomètre).
4. Amplificateur de contre-réaction.
5. Convertisseur alternatif continu.

Circuit de filtrage actif par technique à 2 canaux

1. Canal 1 : filtrage actif avec pré-programmation des courbes de fréquence.
2. Canal 2 : Dérivation active des sons graves.
3. Amplificateur mixant les 2 canaux graves/aigus.

Amplificateur final

- avec réglage de puissance de sortie actif.
1. Commutateur de programme pour la sélection de la puissance de sortie.
 2. Amplificateur de puissance final.

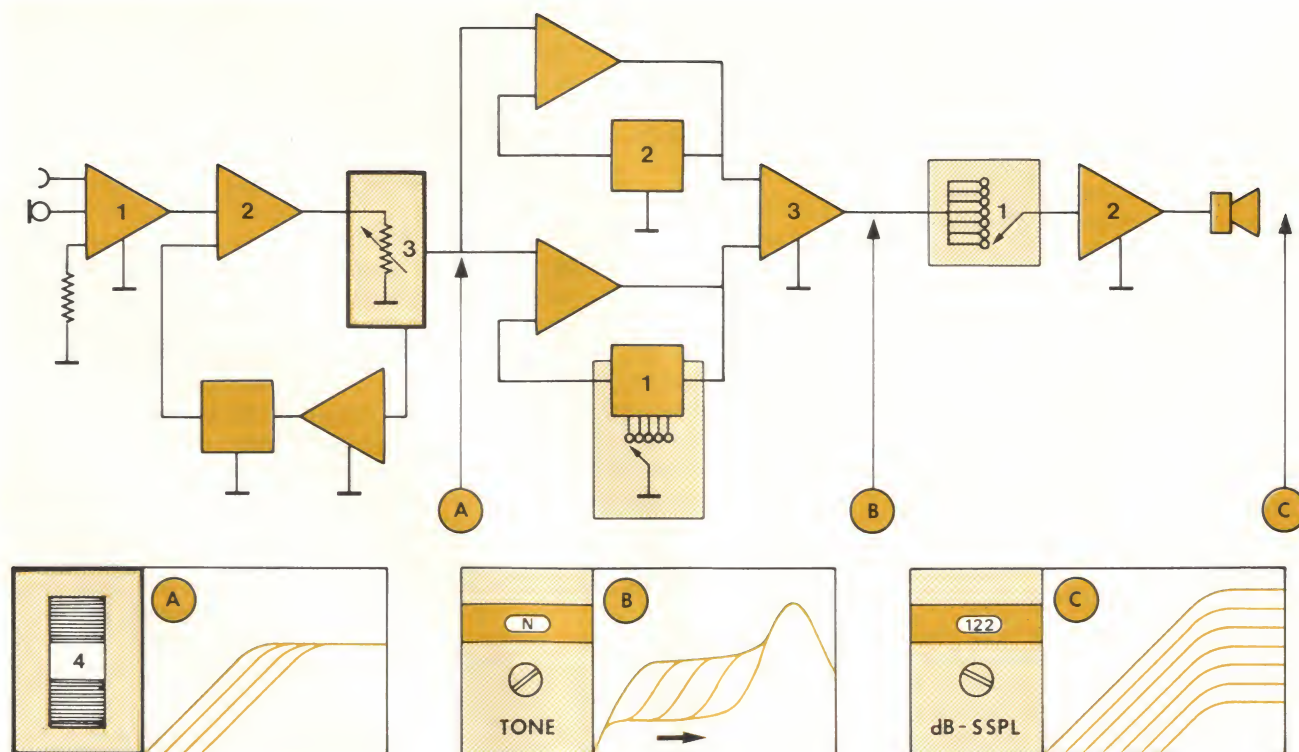


Fig. 40 - La « super-compression Phonak ».

... Retour à la notion de « compression »

A la fin de la seconde partie de l'étude sur la surdité, nous avons évoqué les problèmes de la compression. C'est un sujet qui fait l'objet actuellement d'études en vue de parfaire les réponses obtenues par les prothèses modernes. Nous voudrions ajouter à ce dossier quelques mots sur « la Super-compression » équipant le *Phonak Varionet Sc. D.*

La « Super-compression » *Phonak* garantit une réponse en fréquences stabilisées sur une bande extrêmement large. Indépendante d'un signal d'entrée grave ou aigu, une augmentation de l'amplification des fréquences graves sera de toute façon évitée. Un appareil à fréquences aiguës maintient sa caractéristique de fréquences même avec un signal d'entrée extrêmement bas, la partie des basses fréquences non souhaitée est défiltrée complètement. L'intelligibilité de la parole est considérablement améliorée dans un environnement bruyant et le son et l'impression de la puissance sonore ne changent pas.

Dans les montages conventionnels, le potentiomètre est placé juste après le compresseur. Ceci mène automatiquement à un changement de la puissance de sortie maximale à chaque variation d'amplification. La relation entre amplification et puissance de sortie est donc fixe. L'utilisateur ne peut rien changer à cette relation dynamique. Il devrait pourtant être en mesure d'adapter son appareil auditif à la situation acoustique en augmentant ou en diminuant l'amplification sans changement parallèle de la puissance de sortie max. La détermination de la puissance de sortie max. ne devrait être effectuée que par l'audioprothésiste. Avec la « Super-compression » *Phonak*, le potentiomètre est placé dans le circuit amplificateur AGC (fig. 40).

L'utilisateur peut ainsi choisir l'amplification sans changer la puissance de sortie max. réglée par l'audioprothésiste. L'utilisateur est donc en mesure de déterminer sa dynamique d'audibilité d'après le niveau sonore qui l'entoure.

J. Trémolières

Quel est le rôle de l'audioprothésiste ?

Le législateur a prévu que l'audioprothésiste était responsable de l'appareillage du déficient auditif.

Cet appareillage comprend « le choix, l'adaptation, la délivrance, le contrôle d'efficacité immédiate et permanente de la prothèse auditive et l'éducation prothétique du déficient de l'ouïe appareillé » (loi 67-4 du 3 janvier 1967).

L'audioprothésiste définit les caractéristiques de la surdité au moyen des épreuves tonales d'orientation prothétique. Il étudie la dynamique résiduelle de l'audition du sourd. Il détermine en particulier le seuil auditif et le seuil subjectif d'inconfort, fréquence par fréquence et oreille par oreille, au casque. Il étudie les distorsions éventuellement présentes dans ce champ auditif résiduel (distorsions de hauteur, d'intensité).

Il vérifie la compréhension du sourd en chiffrant le pourcentage d'intelligibilité phonétique, oreille par oreille, au moyen des tests vocaux d'orientation prothétique.

Il réalise la (ou les) prise(s) d'empreintes auriculaires.

L'audioprothésiste sélectionne la prothèse en fonction des résultats obtenus et selon diverses méthodologies et en définit les réglages.

Il adapte cette prothèse sur l'embout auriculaire du patient et dans l'oreille de ce dernier.

L'audioprothésiste contrôle alors l'efficacité prothétique à l'aide de tests tonals et surtout vocaux. Il vérifie le niveau de compréhension du sourd appareillé dans le silence et en ambiance bruyante.

Il s'assure que l'aptitude à la localisation sonore spatiale est bien rétablie, ce qui est le cas dans les appareillages stéréophoniques binauriculaires. Il vérifie également la bonne tolérance à l'amplification.

Il assure et assurera dans le temps, le contrôle d'efficacité de la prothèse auditive et effectuera l'éducation prothétique du déficient auditif.

Adresses utiles

Centre O H A Acoustique, 192, bd Haussmann, 75008 Paris. Tél. : (1) 563.22.56.

International Sound Systems, 24-26, rue Rennequin, 75017 Paris. Tél. : (1) 227.80.30.

Audipha Acoustique (Siemens), 81, rue d'Alsace, 92403 Courbevoie. Tél. : (1) 333.40.96.

Massiot-Philips – Dép. Phono-Audiologie, B.P. 92, 92153 Suresnes Cedex. Tél. : (1) 506.52.20.

Audibel, 9, rue Gounod, 75017 Paris. Tél. : (1) 227.67.61.

Cafa, B.P. 93, 20, bd de la République, 92216 Saint-Cloud Cedex. Tél. : (1) 771.22.74.

Interson, 2, Grande-Rue, 30000 Nîmes.

Inserm, Unité 229, Hôpital Pellegrin, 33076 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 96.83.83 (poste 5161).

Elstar (Audiomètre), 45, avenue Marceau, 75116 Paris. Tél. : (1) 720.68.68 et 77.54.

Phonak France, 19, rue des Trois-Pierres, 69007 Lyon. Tél. : (7) 869.36.05.

Bibliographie

- [1] Manuel d'acoustique – Note d'application, 100 F. *Hewlett-Packard*, 1970.
- [2] *Trémolières J.*, Electronique et Médecine. Edit. Radio, Paris, 1967.
- [3] *Nauta W., Feirtag M.*, L'organisation du cerveau, « Pour la Science », N° spécial : Le cerveau, n° 25, novembre 1979.
- [4] *Stevens S.S., Warshofsky F.*, Le son et l'audition, Collection « Le monde des Sciences » *Time-Life*, 1966.
- [5] 2^e Colloque de microtechniques biomédicales : « Demain, quelles prothèses auditives ? » et « Informations acoustiques et surdités profondes », 18 et 19 mars 1983, Besançon. Conférences publiées dans les *Annales françaises des Microtechniques et de Chronométrie*, T. 37, n° 1, 1983.
- [6] L'Unité 229, « Recherche en audiologie expérimentale », *INSERM Actualités* n° 18, avril 1984.
- [7] *Veit P., Bizaguet G.*, « Le test acoustique néonatal », *Bulletin d'Audiophonologie* 1971, vol. 1, n° 4, p. 535-558.

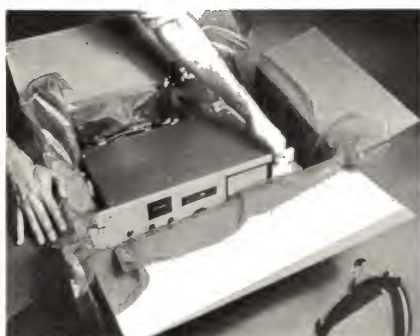
PERFORMANCES
+ ECONOMIES
AVEC

INSTAPAK®

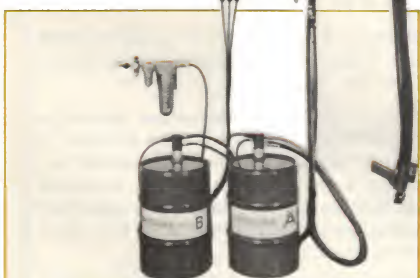
Système 715



La technologie la plus avancée pour l'emballage, le calage et la protection par injection de mousse in-situ.



HAUTE FIABILITE
Pistolet à cartouche
Console électronique
Pompes à membrane



INFORMATIONS
DETAILLÉES
SUR DEMANDE
ADRESSÉE À

Sibco S.A.

B.P. 27 - 89300 JOIGNY

EA 5 SERVICE-LECTEURS N° 11

Médical

TABLEAU DES NORMES ET PUBLICATIONS OFFICIELLES

Publications internationales CEI (*)	Normes françaises identiques ou équivalentes (**)
<p>CEI 268-3 (1969) Equipements pour systèmes électroacoustiques 3^e partie : Amplificateurs pour systèmes électroacoustiques.</p> <p>CEI 303 (1970) Coupleur de référence provisoire de la CEI pour l'étalonnage des écouteurs utilisés en audiométrie.</p> <p>CEI 318 (1970) Une oreille artificielle de la CEI, à bande large, pour l'étalonnage des écouteurs utilisés en audiométrie.</p> <p>CEI 373 (1971) Un coupleur de la CEI destiné à l'étalonnage des ossivibrateurs ayant une surface de contact spécifiée, appliqués avec une force statique spécifiée.</p> <p>CEI 601-1 (1977) Sécurité des appareils électromédicaux, 1^{re} partie : Règles générales.</p>	<p>NF C 97-310 - avril 1978 Amplificateurs : Caractéristiques et méthodes de mesure.</p> <p>UTE C-74-010 - décembre 1980 Appareils d'électricité médicale : Sécurité des appareils électromédicaux - Partie 1 : Règles générales (Norme provisoire).</p>
Normes internationales ISO (**)	Normes françaises identiques ou équivalentes (**)
<p>ISO 389 Acoustique – Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs.</p> <p>ISO 7566 Acoustique – Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs en conduction osseuse et guide pour l'application à l'audiométrie en conduction osseuse.</p>	<p>NF S 30-007 Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs.</p> <p>NF S 31-001 Audiomètres.</p>

(*) Ces publications sont en vente à l'Union Technique de l'Electricité, 12, place des Etats-Unis, 75783 Paris Cedex 16. Tél. : (1) 723.72.57.

(**) Ces normes sont en vente à l'Union Technique de l'Electricité, ainsi qu'au Service de diffusion de l'Association française de Normalisation, Tour Europe, Cedex 7, 92080 Paris-La Défense. Tél. : (1) 778.13.26.

Journal Officiel

ARR 1969 11 15 : Arrêté relatif aux appareils électroniques correcteurs de la surdité – J.O. 1969.12.19.

ARR 1970 04 15 : Arrêté relatif à la réglementation des appareils électroniques correcteurs de la surdité – J.O. 1970 05 16 – Modifié par ARR 1972 04 25 (J.O. 1972 05 06).

ARR 1981 04 21 : Arrêté relatif à la modification de la réglementation des appareils électroniques correcteurs de la surdité – Annexe I – J.O. 1981 05 09.

SUPERKIT II 6809Z80

L'assembleur en standard... ...et le langage 'C' pour 980 F^(*)



En deux ans, des dizaines d'écoles (LEP, IUT, AFPA....) ont opté pour notre SUPERKIT. Les raisons ? les voici :

Un assembleur intégré. Afin de donner une orientation industrielle à notre SUPERKIT, nous l'avons doté d'une ROM éditeur/assembleur 6809 (une 27128), à syntaxe MOTOROLA compatible 6800, au format S1/S9.

Un µP moderne : le 6809, qui vous permet d'enseigner les méthodes modernes de programmation que l'on trouve dans l'industrie : réentrance, gestion de la pile, PIC.....

Les 6800, 6502, 8085 et Z80 en standard, sous forme d'émulateurs logiciels. Vous actionnez un dip-switch et hop! vous avez changé de micro. Avec le SUPERKIT II vous pouvez (enfin) enseigner aussi bien le 6809 que le Z80. Plus intéressant encore : si, dans quelques années, un nouveau µP devient le standard de l'industrie, alors.... changez d'émulateur, ne changez pas de kit !

30 afficheurs ou une visu 12", vous avez le choix. En fait, le SUPERKIT II se compose de deux cartes, l'une CPU/RAM/REPRO/Interfaces, et l'autre clavier (ASCII ou hexa.)/afficheurs ou CRTC vidéo au standard CCIR.

Dans les deux cas, vous avez continuellement sous les yeux les registres du µP : PC (+op-codes), A, B, X, Y.... ou A, BC, DE, HL... en 8085, ou encore ...H'L', IX, IY, (IX+d) et (IY+d) en Z80. Le CCR/PSW est décodé bit à bit. De plus, 6 touches vous font ressortir instantanément des zones de RAM, REPRO, de pile U/S ou d'interfaces. Ainsi, l'étude d'un PUSH ne nécessite qu'une seule manip. (certains kits à 6 afficheurs en demandent jusqu'à 19....).

Le résultat, le voici : si un kit ordinaire nécessite 100 manips. pour exécuter un programme donné, il ne vous en faut qu'entre 10 et 18 avec le SUPERKIT II. Ainsi, la pédagogie n'a pas été améliorée de 10 ou de 20%,

mais de 800%. Un beau record, non?

Parlons interfaces : 2xPIA, une K7 et 2xRS232C. Vous pouvez imprimer votre programme en hexa/ASCII ou en assembleur. Oui, le SUPERKIT II contient également un **désassembleur**. Mieux encore, vous pouvez tracer pas à pas votre programme sur votre imprimante ou terminal.

L'outil de développement. C'est désormais possible. Pour 11940 Frs. vous transformez votre SUPERKIT II en un système 64K., 1 disque DD, clavier/visu., prog. REPRO., DOS, éditeur et macro-assembleur 6809. L'émulateur en temps réel à mémoire-trace de 2 Kmots de 32 bits et à désassembleur incorporé ne coûte que 9960 Frs. Mais nous avons également un superbe outil de développement "clefs en mains", **ULYSSE**, à partir de 25000 Frs..

Les logiciels, vous n'avez que l'embarras du choix : cross-assmb. 6800, 6801, 6805, 8085, Z80, 6502, 1800, **68000**, des compilateurs BASIC, PASCAL, langage "C" (980 Frs), et un autre "C" industriel (FLEX/OS9) remarquable : compatible UNIX V7, code linkable, romable et optimisé.

SUPERKIT II : une avalanche d'innovations (**), une structure modulaire, une pédagogie "extra", une orientation industrielle (16 bits, langage "C").... bref, un produit "super". Alors, si vous voulez un kit, ne rétrogradez pas vers les années 70. Achetez donc l'avenir au présent.

Marques déposées : Z80=Zilog, FLEX=TSC, OS9=Microware, UNIX=Bell lab.
(*) Prix du compilateur "C" en disque 5"1/4.
(**) DATA R.D. a déposé plusieurs brevets d'invention.
Note : les prix sont donnés à titre indicatif. Ils sont HT., au 1/9/84.

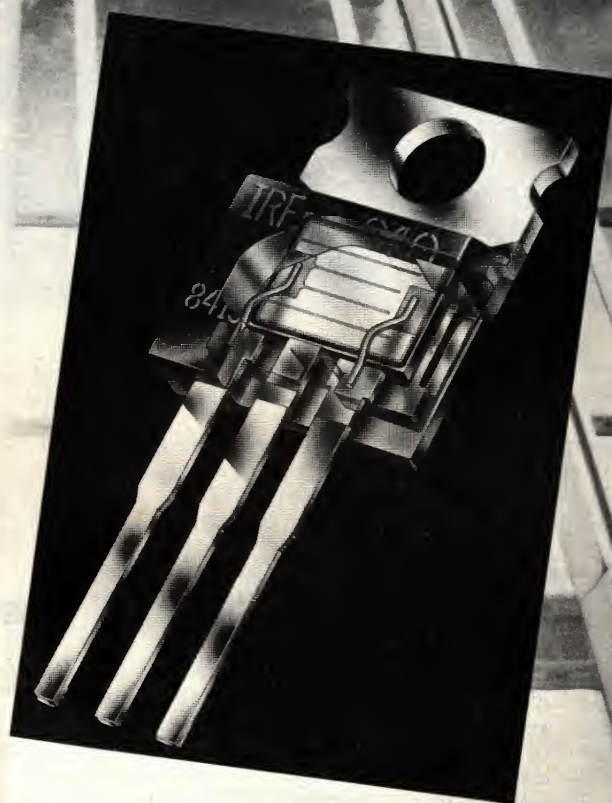
DATA R.D. 
Z.I. de l'ARMAILLER
Rue Gaspard Monge

tél : (75) 42-27-25

26500, BOURG - LES - VALENCE

Au Premier Plan

**HEXFET-II, le $R_{DS(ON)}$ en chute libre:
0.017 Ohm / 50 V en monochip**



Amélioration du $R_{DS(ON)}$

Toille	HEXFET / 100 V	HEXFET-II / 50 V
7.7 mm ²	0.3 Ω	0.10 Ω
13.0 mm ²	0.18 Ω	0.05 Ω
24.9 mm ²	0.085 Ω	0.028 Ω
42.6 mm ²	0.055 Ω	0.017 Ω



INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE

17, boulevard Arago - Z.I. de Villemilan - 91320 Wissous

Tél. : (6) 920.70.50 - Télex : 600 943

EDB bigpub753

Applications

Un banc d'essai pour moteurs

L'objet du montage dont la description suit est d'établir d'une manière aisée un « banc d'essai » d'endurance pour de petits ensembles moteurs-pompes, avec observation de temps de fonctionnement, de temps d'arrêt, et d'effectuer des mesures de débit et de vitesse.

L'emploi de circuits intégrés spécifiques, en particulier pour des fonctions de type « comptage » et « minuterie », donne un bon exemple – transposable à d'autres applications – de ce qu'il est maintenant possible de réaliser avec ces composants. La figure 1 donne le synoptique général du montage.

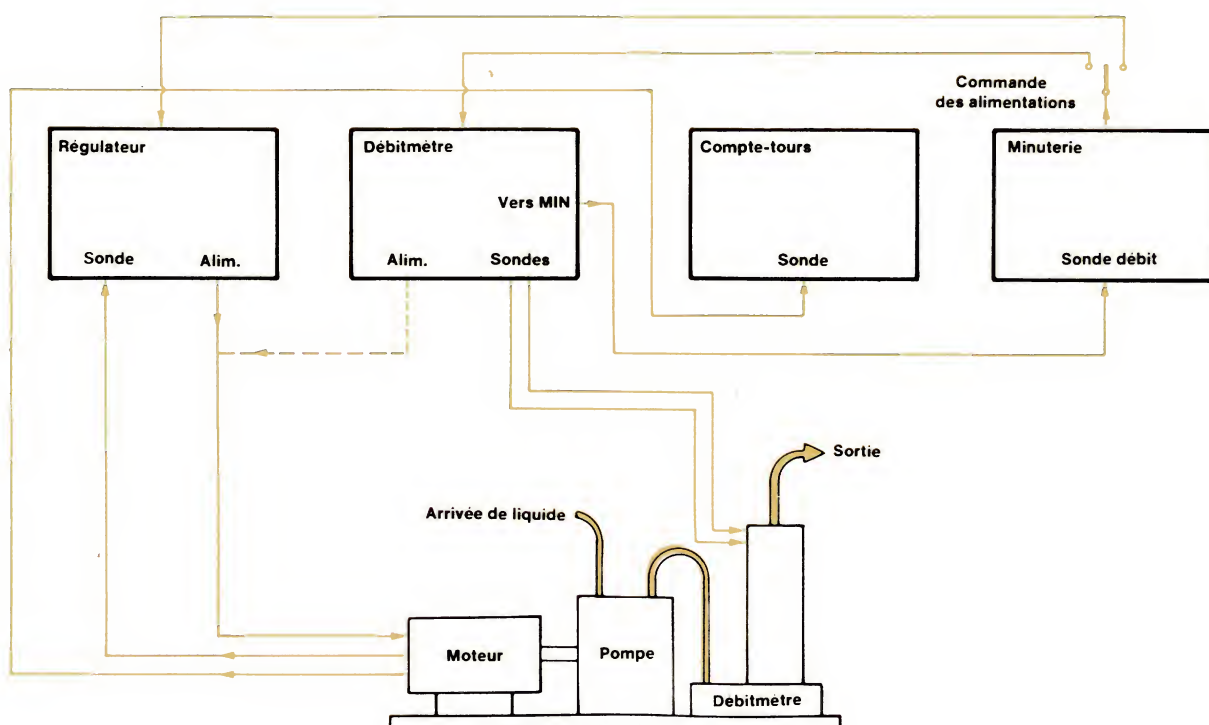


Fig. 1.

La partie « minuterie »

Une utilisation intensive de circuits spécialisés *Intersil* nous a permis de réaliser un ensemble homogène et très performant (fig. 2)

Le circuit utilisé est l'ICM 7217 à sorties pour afficheurs à anodes communes. Nous avons déjà parlé de ce circuit dans *Electronique Applications* n° 32, et cette fois nous utiliserons la version 7217 IJ1 qui compte jusqu'à 9999.

Les possibilités de ce circuit sont utilisées à fond pour réaliser un chronomètre en secondes et dixièmes de secondes, une minuterie à comptage et décomptage ainsi qu'un cycle réglable de marche et arrêt.

L'horloge

On utilise un circuit spécialisé *Texas-Instruments* (SN 76825) qui nous fournit un signal carré à 50 Hz à l'aide d'un quartz 32768 kHz. Ce signal est dirigé vers une décade (7490) montée en diviseur par 5. Nous obtenons donc le 10 Hz nécessaire au comptage des dixièmes de secondes.

Une deuxième décade 7490, montée cette fois en diviseur par 10, nous permet de compter en secondes. Le passage de l'un à l'autre cas se fait par un simple inverseur bipolaire monté en façade de l'appareil.

Ce signal est envoyé directement à l'entrée comptage du ICM 7217.

Fonction minuterie

La programmation du temps se fait à l'aide de 4 roues codeuses BCD et une impulsion sur le poussoir « start min » met l'entrée « load counter » au niveau « 1 » pendant que l'entrée « reset » est inhibée. Au lâcher du poussoir, l'entrée « load counter » est remise à « 0 » tandis que l'entrée « reset » est connectée à la sortie « 0 » du ICM 7217.

A la fin du comptage programmé par les roues codeuses, une impulsion à la sortie « zéro » bloque le compteur et l'empêche de redémarrer. Cette même impulsion déclenche un triac par l'intermédiaire d'un optocoupleur TIL 111 ; le triac servant d'interrupteur dans l'alimentation du moteur à essayer.

Un deuxième transistor commande un relais qui en fin de cycle ouvre le

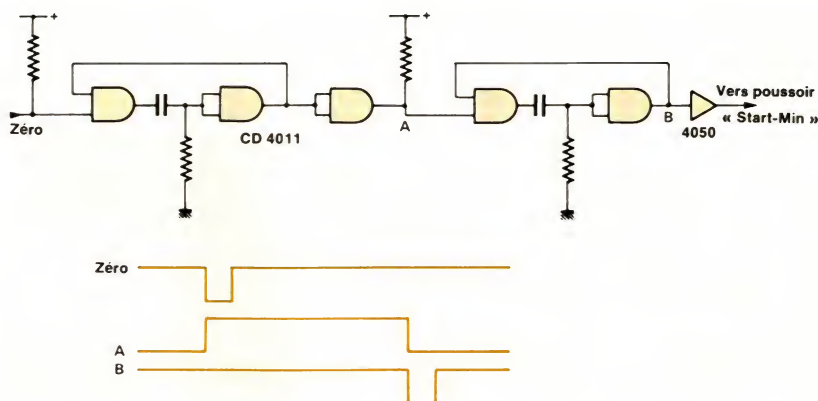


Fig. 3.

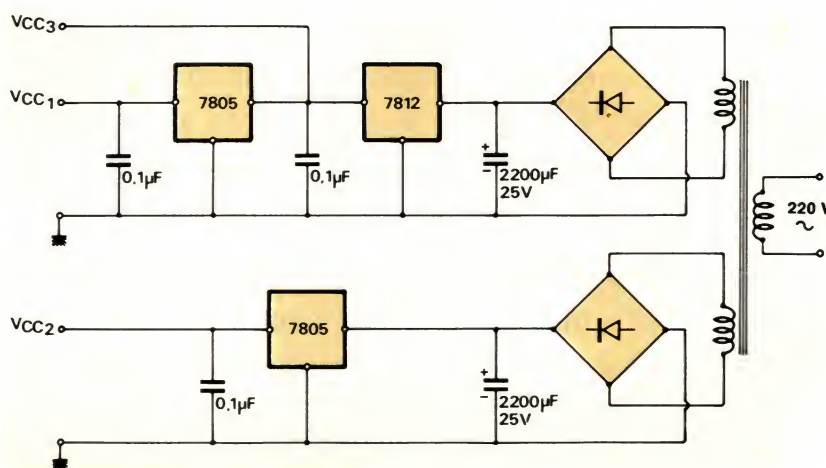


Fig. 4.

circuit du triac (dans le cas d'une utilisation en courant continu).

Veiller à placer le commutateur comptage/décomptage en position décomptage, sinon la minuterie ne s'arrêterait qu'au bout du temps programmé + 9999.

Utilisation en minuterie cyclique

Il fallait pouvoir faire fonctionner le moteur pendant un temps déterminé, puis l'arrêter pendant un autre temps lui aussi déterminé, et recommencer le cycle automatiquement.

Pour ce faire, on réalise un monostable de période réglable de 0 à environ 6 mn. Ce monostable reçoit une impulsion en fin de comptage, ce qui place sa sortie à « 0 » pendant le temps réglé à l'aide du potentiomètre de 1 MΩ. Au bout de ce temps, la sortie passe à « 1 », ce qui déclenche le deuxième monostable de période

très courte (≈ 1 ms), temps au bout duquel apparaît une impulsion négative dirigée vers le poussoir « start min ». La minuterie est remise en fonction pour le temps programmé. C.Q.F.D. ! (fig. 3).

Fonction chronomètre

Pour ce faire, il faut placer le compteur en position « UP », c'est-à-dire comptage, et les roues codeuses à « 0 » sauf la roue des unités qui doit être à « 1 ». En effet, un affichage « 0 » sur les 4 roues codeuses empêche l'initialisation du compteur.

On aura donc une erreur de 0,1 seconde ou 1 seconde au départ suivant le cas.

Là encore, on réalise un monostable qui commande une bascule J.K. dont l'une des sorties commande le départ du chronomètre toujours par l'intermédiaire du poussoir « start min ».

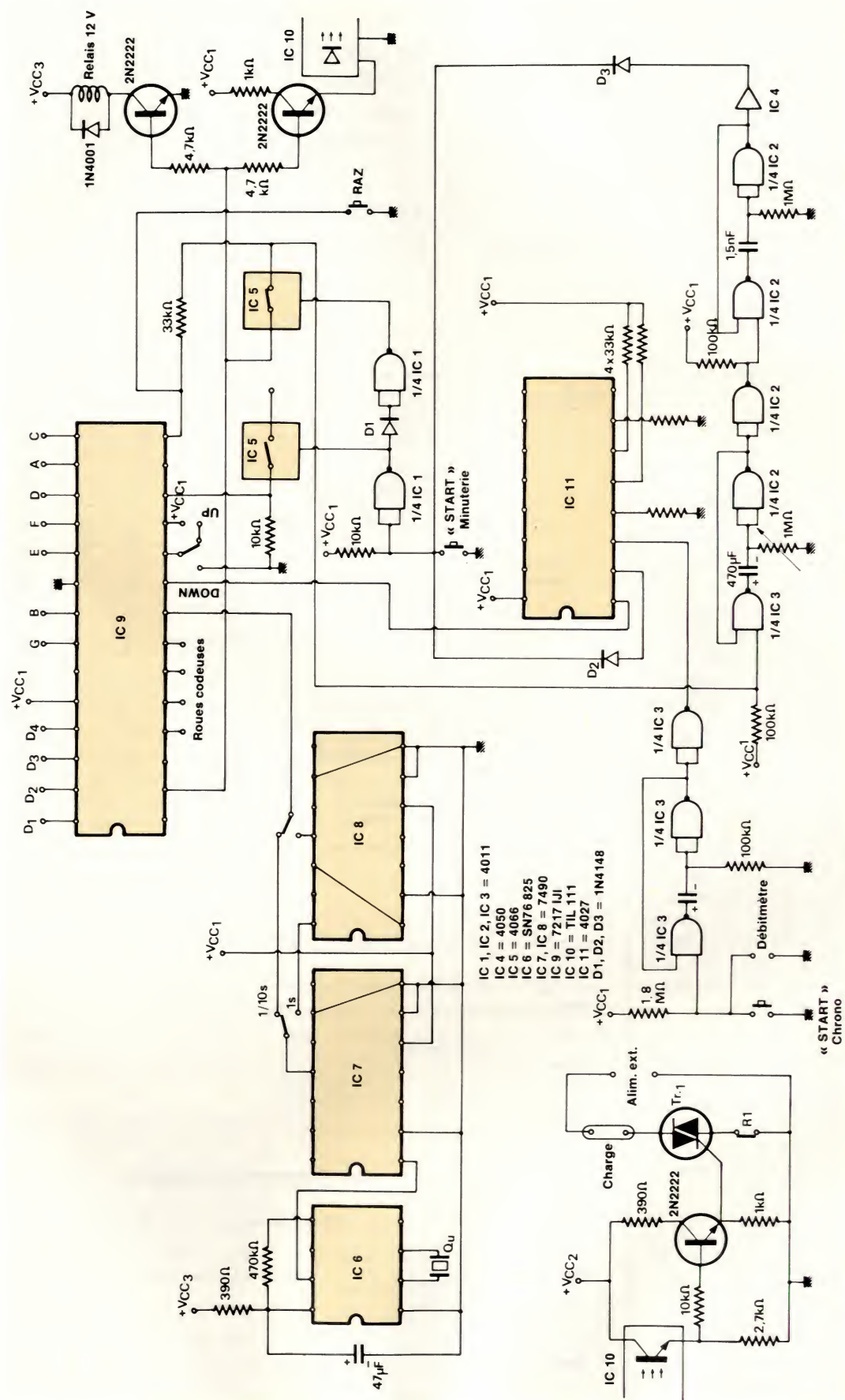


Fig. 2.

Une impulsion sur le poussoir « start chrono » déclenche donc le chrono. Une autre impulsion arrête le chrono et bloque l'affichage par l'intermédiaire de l'entrée « store » du ICM 7217. Une troisième impulsion fait redémarrer le chrono en le remettant à zéro.

Alimentations

Trois alimentations (fig. 4) sont nécessaires :

- en 12 V pour l'horloge et le relais,
- en 5 V pour l'ensemble des circuits,
- en 5 V pour le circuit de commande du triac.

Mais attention ! Les masses ne sont pas communes.

Le débitmètre

Toute la précision de l'appareil est liée à la construction mécanique proprement dite du débitmètre. Pour notre part, nous avons construit une sorte d'éprouvette dont nous connaissons le volume avec précision. L'entrée est en bas et la sortie est en haut. On place sur l'entrée et la sortie une sonde simplement réalisée avec du fil de cuivre.

Au passage de l'eau ou de tout autre liquide conducteur, on déclenche un monostable qui valide l'entrée « start chrono ». Le comptage commence et lorsque le liquide atteint la deuxième sonde, un deuxième monostable arrête le chrono et bloque l'affichage. Il suffit dès lors de multiplier le volume du débitmètre par 60/T pour connaître le débit en minutes.

Le schéma est en figure 5.

Pour varier, nous avons utilisé une autre forme d'alimentation à base de L 200. Un très bon circuit qui permet de réaliser des alimentations de 0 à 30 V et 2 A ou plus avec transistor ballast.

L'alimentation est double (fig. 6), car nous raccordons le moteur d'entraînement de la pompe sur le même boîtier que le débitmètre, ce qui en fait un appareil autonome.

Le compte-tours

On utilise là aussi un ICM 7217 mais sans roues codeuses (fig. 7).

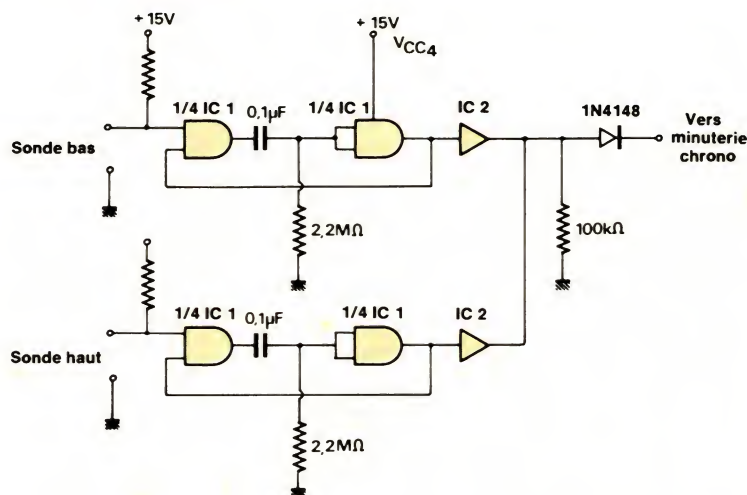


Fig. 5.

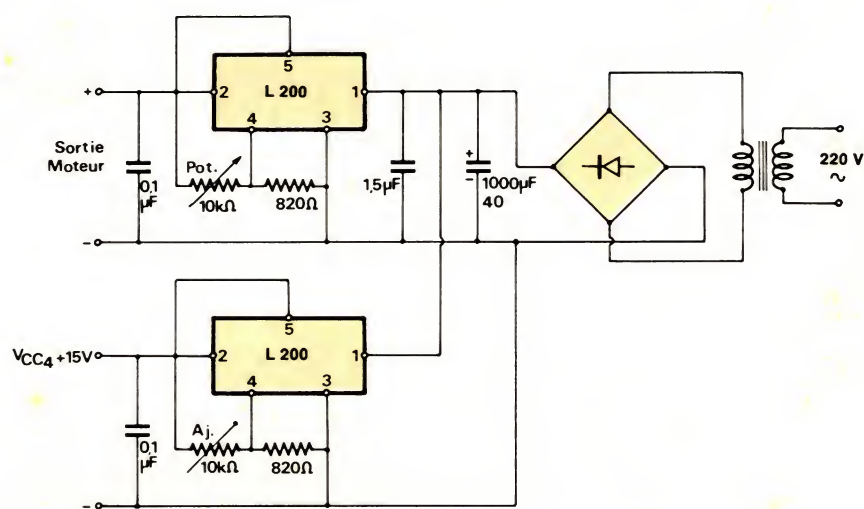


Fig. 6.

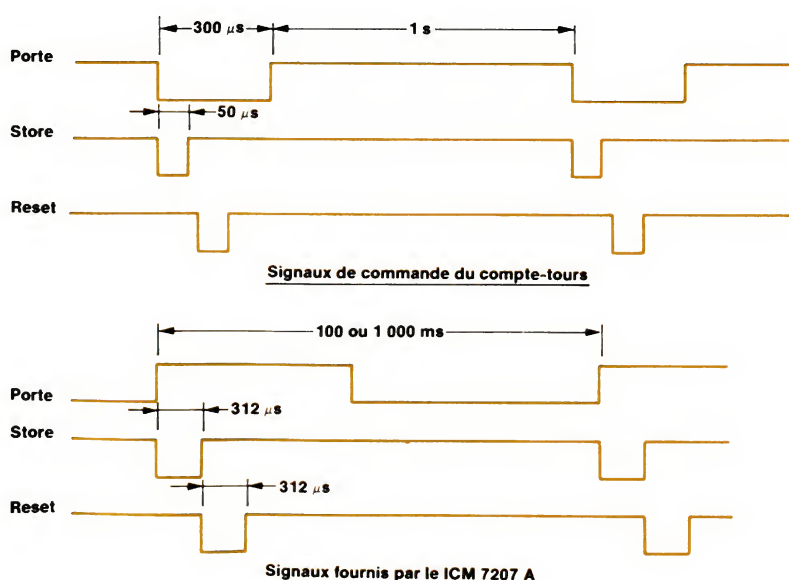


Fig. 8.

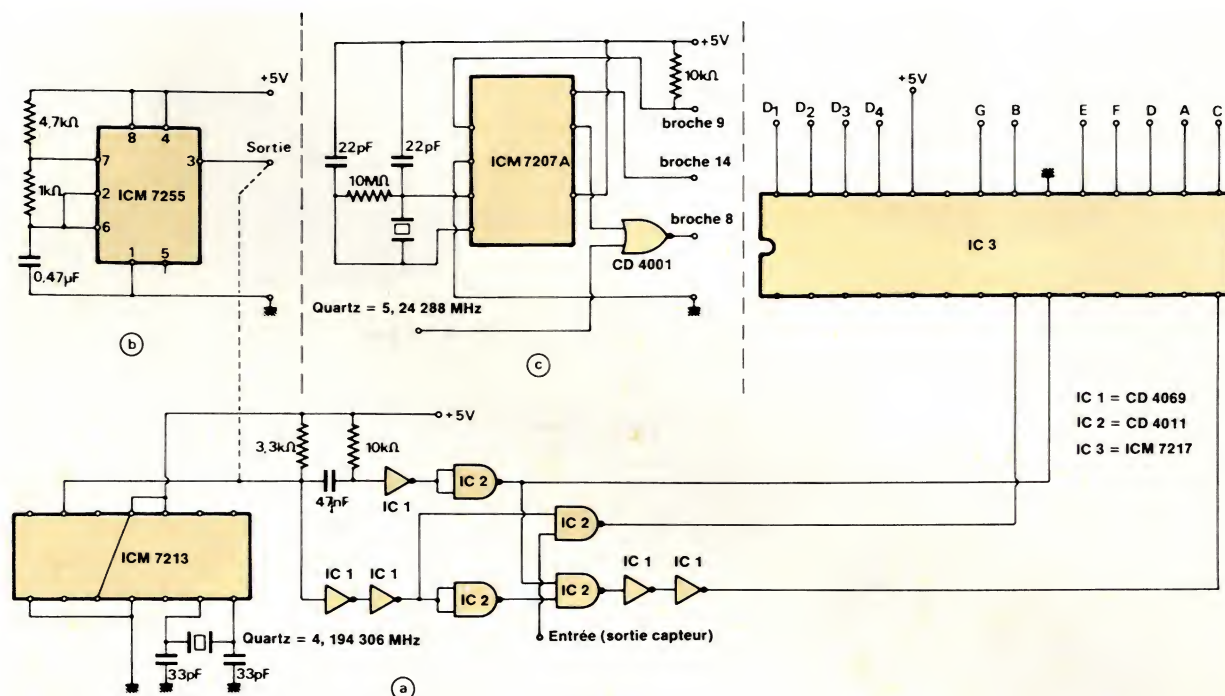


Fig. 7.

Une horloge délivre une impulsion positive d'une seconde qui ouvre la porte du comptage, permettant aux signaux issus du capteur d'arriver sur l'entrée compteur du ICM 7217. Au bout d'une seconde, la sortie d'horloge passe à zéro, ce qui provoque la fermeture de la porte de comptage, le blocage de l'affichage (« store »), la remise à zéro du compteur, et le cycle recommence. La durée de l'impulsion négative est d'environ 300 μs (fig. 8).

La version utilisée dans notre appareil est construite autour d'un ICM 7213 et d'un quartz 4,194304 MHz (tout simplement parce que nous avons ce circuit sous la main).

A noter que deux autres circuits d'horloge peuvent également être préférés à notre version comportant un 7213 : l'un utilise un ICM 7255, l'autre un ICM 7207 A. Ce dernier est le plus précis car il est spécialisé dans cette fonction et délivre les signaux de comptage, de « store » et de « reset » (fig. 7 b et c).

Le capteur est réalisé à l'aide d'une fourche optique (fig. 9). Sur l'arbre moteur nous avons placé un disque (en fait une roue dentée à 60 dents ou 60 intervalles).

Pourquoi soixante ? Pour pouvoir afficher le tour par minute. En effet,

avec une détection par tour, il aurait fallu une porte de comptage de 1 mn, ce qui rendrait impossible la précision instantanée. Si, au contraire, on compte 60 impulsions par tour et que l'on fait tourner le moteur à 1 tour/minute, on aura bien une impulsion par seconde et toutes les secondes.

Le régulateur de vitesse

Les pompes utilisées étant des pompes péristaltiques, une usure du tube entraîne une perte de charge pour le moteur qui voit donc sa vitesse augmenter si son alimentation est simplement stabilisée.

Il fallait donc pouvoir contrôler sa vitesse. Il fallait aussi que le régulateur puisse « avaler » plusieurs types de moteurs, donc de puissances différentes.

Le schéma est réalisé autour d'un circuit SGS, le L 146, régulateur de tension programmable (fig. 10).

Là encore on utilise le disque du compte-tours avec un deuxième capteur (fig. 11). Le moteur étant chargé convenablement, on règle sa vitesse à l'aide d'un potentiomètre placé dans un monostable. Le signal carré à la sortie est différencié par le condensateur placé entre les broches 4 et 13 du L 146. Une tension continue apparaît donc à la broche 4 (entrée inver-

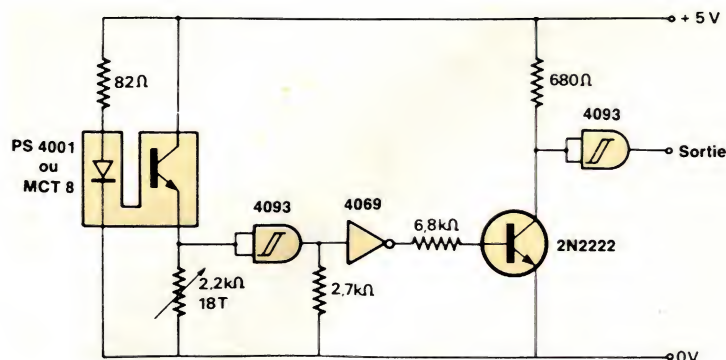


Fig. 9.

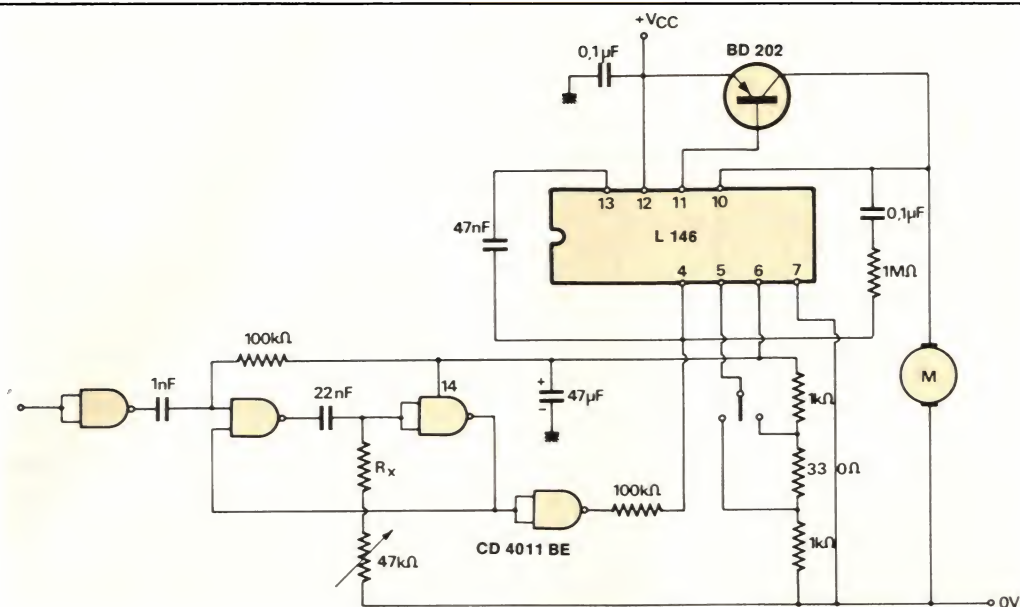


Fig. 10.

seuse) et est comparée à la tension de référence présente sur la broche 5. Si, pour une raison ou une autre, la charge du moteur varie, donc son couple, les informations en provenance du capteur modifient la fréquence du monostable et par conséquent la tension sur la broche 4, ce qui se traduit par une modification sur la base du transistor ballast qui réduit ou augmente le courant et la tension aux bornes du moteur. La vitesse est donc bien stabilisée. La résistance R_x , qui dépend de la variation de vitesse désirée, est à déterminer expérimentalement.

L'alimentation du CD 4011 est prise sur la borne 6 du L 146 (tension de référence environ 8,6 V), et l'alimentation générale dépend du ou des types de moteurs utilisés. Pour notre part, environ 40 V.

Pour un moteur de 30 W alimenté en 30 V, la vitesse est réglable de 300 tours/minute environ à 5 500 tours/minute.

Voilà en ce qui concerne l'étude du banc d'essais. La réalisation mécanique est laissée à l'appréciation de chacun. A part la minuterie qui dispose d'un circuit imprimé spécial, les autres circuits ont été réalisés sur plaquettes Veroboard, étant donné la faible complexité du câblage.

Le plan d'interconnexion des différents boîtiers se déduira aisément du synoptique général de la figure 1.

En conclusion, voici un ensemble qui, malgré sa simplicité, peut rendre

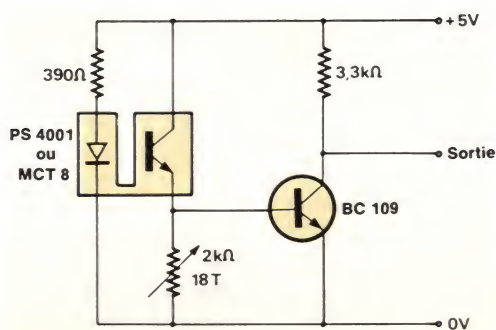


Fig. 11.

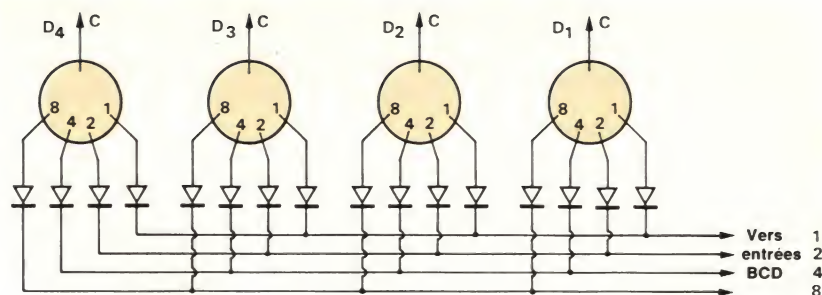


Fig. 12.

bien des services dans un laboratoire, étant entendu qu'il est très facile à extrapoler en fonction des besoins de chacun.

Quelques remarques

La figure 12 donne, pour lever toute ambiguïté, le schéma de raccordement des roues codeuses au circuit intégré ICM 7217.

Pour ceux qui utiliseraient la ver-

sion 7217 A IJI, c'est-à-dire pour afficheurs à cathodes communes, il suffit d'inverser le sens des diodes 1N 4148 (attention au brochage, qui n'est pas le même).

Suivant que l'on utilise des fourchettes optiques avec ou sans Darlington de sortie, il peut être nécessaire d'amplifier le signal de sortie avant d'attaquer les portes logiques de comptage. Un simple transistor BC 109 suffit dans la plupart des cas.

B. Pautal

vous trouverez toujours un guide chez votre distributeur R.T.C...



vous trouverez toujours un distributeur R.T.C. proche de vous

RTF DIFFUSION

59 à 63, rue Desnouettes 75015 Paris
531.16.50

OMNITECH

29, rue Ledru-Rollin 92150 Suresnes
772.81.81

DICOMEL

5, rue Marcellin-Berthelot
B.P. 92 - Z.I. 92164 Antony Cedex
666.21.82

Bourgogne et Val de Loire

MORIN INDUSTRIE

52, rue Jean-Jaurès, B.P. 29
10600 La Chapelle-St-Luc (Troyes)
(25) 74.42.71

Agence : rue de la Mouchetière, B.P. 57
45140 St-Jean-de-la-Ruelle
(38) 72.58.58

Nord

SANELEC ÉLECTRONIQUE

7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie
59700 Marcq-en-Barœul
(20) 98.92.13

Est

INDUSTRONIC

Rue de l'Industrie, B.P. 40
67450 Mundolsheim
(88) 20.90.11

Rhône-Alpes

RHONALCO

4, rue Roger-Bréchan 69003 Lyon
(7) 853.00.25

Agence : Grenoble (76) 41.03.93

Massif Central

C.S.O. COMPEC

9 bis, rue du Bas-Champflour, B.P. 73
63018 Clermont-Ferrand
(73) 91.70.77

Midi-Pyrénées

Provence-Côte d'Azur

C.S.O. COMPEC

132, bd de Plombières 13014 Marseille
(91) 02.73.61

Sud-Ouest

C.S.O. COMPEC

19, rue du Château-d'Eau 33000 Bordeaux
(56) 96.50.78

Agence :

Centre Commercial de Gros
Avenue de Larrieu 31094 Toulouse Cedex
(61) 41.16.99

Ouest - Centre-Ouest

SERTRONIQUE (CEIM)

60, rue Sagebien 72040 Le Mans
(43) 84.24.60

Agences : Nantes (40) 47.77.01 -
Rennes (99) 36.07.32 - Rouen (35) 88.00.38

MOTEURS :

TECHNIQUES D'AUTOMATISME

Département "T.A. Distribution"
Rue Désiré-Granet, B.P. 20
Z.I. d'Argenteuil 95103 Argenteuil Cedex
981.52.62

FERRITES :

OMNITECH

29, rue Ledru-Rollin 92150 Suresnes
772.81.81



A partir du 2 avril,
nouveau numéro d'appel :
(1) 338.80.00

130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL (1) 355.44.99 - TELEX : 680.495 F

sur la trajectoire d'Orbitec



- Inverseurs et interrupteurs subminiatures et miniatures unipolaires, bipolaires, tripolaires et tétrapolaires
- Dip-switch DIL
- Inverseurs à glissière
- Poussoirs subminiatures et miniatures

BB bigpub 667

NOUVEAU CATALOGUE 84
SUR DEMANDE

Tél. : (1) 258.15.10
30-32, rue Calmels prolongée - 75018 Paris - Téléc: 641 356

sur la trajectoire d'Orbitec



- Touches modulaires UNIMEC en version momentanée ou maintenue pour circuits imprimés (jusqu'à 5 fonctions différentes par touche)
- Grilles de montage en clavier

BB bigpub 668

NOUVEAU CATALOGUE 84
SUR DEMANDE

Tél. : (1) 258.15.10
30-32, rue Calmels prolongée - 75018 Paris - Téléc: 641 356

SERVICE-LECTEURS N° 15

SERVICE-LECTEURS N° 16

CENT FOIS PLUS PUISSANT QU'UN MICROSCOPE OPTIQUE DE RECHERCHE POUR SEULEMENT

260 000 FR\$




Microphotographie d'un éclat de bois

STEREOSCAN 90

- Spécialement étudié pour vos applications par le leader mondial en microscopie électronique
- Toutes les facilités que vous souhaitez - une unité complète
- Une gamme de grossissement de x10 à x300 000 grâce à un zoom en continu
- Profondeur de champ 33 fois supérieure
- Platine de précision multi-échantillons jusqu'à 100 x 100 mm
- Implantation facile - Une prise de courant suffit
- Simple d'utilisation et de maintenance
- Seulement 260 000 Frs - livré et installé
- Faible coût de fonctionnement
- Une assistance irréprochable

CAMBRIDGE INSTRUMENTS

Centre d'Affaires Paris Nord,
93153 Le Blanc Mesnil, France.
Tél (1) 867. 01. 34, Telex: 230185 IMANCO F

SERVICE-LECTEURS N° 17

Applications

Un séquenceur universel (générateur automatique d'instructions)

L'étude qui va suivre est née de la préoccupation suivante de l'auteur : exécuter une série d'instructions dès la mise sous tension d'un ordinateur, sans intervention manuelle sur le clavier.

A l'échelon industriel, on peut penser au lancement d'un processus quelconque avant l'arrivée du personnel travaillant sur les lieux ; par exemple, la mise en température d'un four, suivant une régulation déterminée, une heure avant l'arrivée des ouvriers.

Principe

Chaque clavier est codé par un nombre n de lignes et un nombre m de colonnes matérialisées par des fils conducteurs ; l'action sur une touche permet de mettre en relation une des n lignes avec une des m colonnes.

Le clavier étant actionné, le calculateur, grâce à un circuit spécialement conçu pour s'adapter au milieu extérieur (PIA) et grâce à un programme interne, peut reconnaître la touche qui a été sélectionnée.

Généralement, le PIA permettant la gestion physique du clavier est constitué par deux ports :

Le port A est relié aux lignes, par exemple, et le port B est relié aux colonnes (fig. 1).

Au niveau de la programmation, le constructeur décide par exemple que le port A fournit des informations sur les lignes (port A en sortie) et donc le port B recueille des informations sur les colonnes (port B en entrée).

Les codes ainsi formés seront interprétés suivant une grille dont nous donnons deux exemples.

Le premier est celui obtenu à partir du Commodore C 64.

On constate ici qu'il y a 8 lignes et 8 colonnes numérotées de 0 à 8. Le connecteur reliant le clavier au boîtier principal possède 21 broches dont nous donnons (fig. 2) les correspondances entre le numéro de ligne ou colonne et la position sur le connecteur.

Pour le second exemple, nous avons pris le D.A.I., car la liaison physique entre le clavier et la carte-mère est inexistante ; en effet, le clavier est directement implanté sur la carte-mère. Il faut alors savoir que le système adresse le clavier comme toute autre adresse de son espace adressable et, puisqu'il faut un port délivrant des informations et un port lisant les informations, savoir également que

ces adresses sont FF07 pour les lignes, FF01 pour les colonnes (fig. 3).

Lorsque nous appuyons sur une touche du clavier, nous mettons en relation une ligne du port A et une colonne du port B du PIA. Par programme, le calculateur reconnaît la touche actionnée et la prend en compte.

L'idée est donc de simuler l'action sur le clavier en agissant directement sur le PIA et ce, sans connaître dans le détail le fonctionnement interne du microprocesseur et de sa suite !

Le synoptique de la figure 4 nous donnera une idée plus précise de cette simulation.

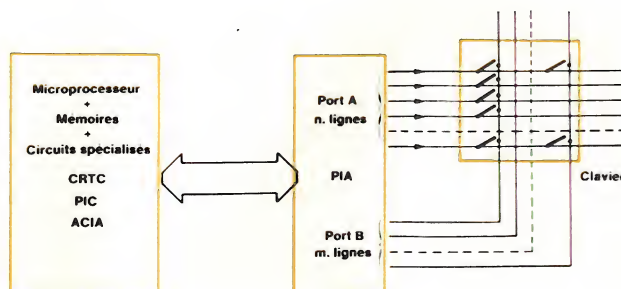


Fig. 1

Ligne (Port A)	0	1	2	3	4	5	6	7	Position binaire
Colonne (Port B)	13	14	15	16	17	18	19	20	N° broche
Position binaire	N° broche								
0	5	F4	CH	-	Ø	8	6	4	2
1	6	F3	↑	@	O	U	T	E	Q
2	7	F2	=	:	K	H	S	Commun	
3	8	F1	Shift R	.	M	B	C	Z	Space
4	9	↑↓	/	,	N	V	X	Shift L	Run Stop
5	10	↔	;	L	J	G	D	A	Control
6	11	Return	*	P	I	Y	R	W	←
7	12	Delete	ℳ	+	9	7	5	3	1

Fig. 2

Position binaire	0	1	2	3	4	5	6	FF01
0	0	8	Return	H	P	X	↑	Curseur
1	1	9	A	I	Q	Y	↑	Curseur
2	2	:	B	J	R	Z	←	Curseur
3	3	,	C	K	S)	←	Curseur
4	4	/	D	L	T	^	←	TAB
5	5	-	E	M	U	Space	Control	
6	6	.	F	N	V	Rept	Break	
7	7	/	G	O	W	Char Del	Shift	

FF07

Fig. 3

Une horloge délivre des signaux H à un rythme semblable à celui qu'aurait une personne en appuyant sur les touches (quelques hertz). Ce signal, via une porte de commande, active une série de compteurs. Les sorties de ces compteurs permettent d'adresser une mémoire morte EPROM préalablement programmée. Les sorties Q₀₋₇ de la mémoire sont réparties en deux groupes de quatre bits.

Les trois premiers bits de chaque groupe sont utilisés via un décodeur pour actionner les commutateurs analogiques sélectionnés par le programme contenu dans la mémoire morte. Pour chaque code venant de l'EPROM, grâce aux décodeurs, un

seul des huit commutateurs analogiques du port A et un seul des huit commutateurs analogiques du port B sont validés. Les quatrième bits sont utilisés pour reconnaître l'action du « Shift » sur le clavier.

Les sorties notées port A et port B de la figure 4 sont branchées en parallèle sur le connecteur du clavier, ou sur le PIA qui gère le clavier.

Description du séquenceur

L'horloge

Cette horloge est réalisée avec un circuit du type NE 555. La rapidité avec laquelle nous actionnons le cla-

vier de notre calculateur n'étant pas critique, nous allons prendre une fréquence d'horloge relativement basse (quelques hertz). Le schéma de l'horloge est donné à la figure 5.

Nous rappelons que, dans cette configuration, ce circuit charge un condensateur C₂ à travers les résistances P₁, P₂, R₂. La tension prélevée aux bornes (2) et (6) est comparée au 2/3 de V_{cc}; dès que cette tension dépasse ce seuil, la borne (7) passe à la masse (transistor interne en commutation), déchargeant ainsi le condensateur C₂ à travers R₂.

Le temps de charge vaut :

$$\tau_1 = 0,693 (P_1 + P_2 + R_2) C_2$$

Le temps de décharge vaut :

$$\tau_2 = 0,693 (R_2) C_2$$

La période vaut donc :

$$T = \tau_1 + \tau_2$$

$$T = 0,693 (P_1 + P_2 + 2R_2) C_2$$

Avec P₁ = 1 MΩ, P₂ = 100 kΩ, R₂ = 100 kΩ, C₂ = 1 μF, on a :

$$T_{MAX} = 0,9 \text{ s}$$

Bien évidemment, pour nous, le rapport cyclique n'a aucune importance car le compteur changera d'état sur le même type de front.

Avec R₂ et P₂ << P₁, P₁ règlera la période grossièrement, P₂ assurera un réglage fin de la période.

Monostables (circuit NE 556)

Il y a en fait deux monostables, l'un pour attendre un temps T₁ avant de mettre en œuvre le comptage, l'autre pour stopper le comptage au bout de T₂. Le signal issu du deuxième monostable pourra être utilisé pour commuter en « veilleuse » le séquenceur.

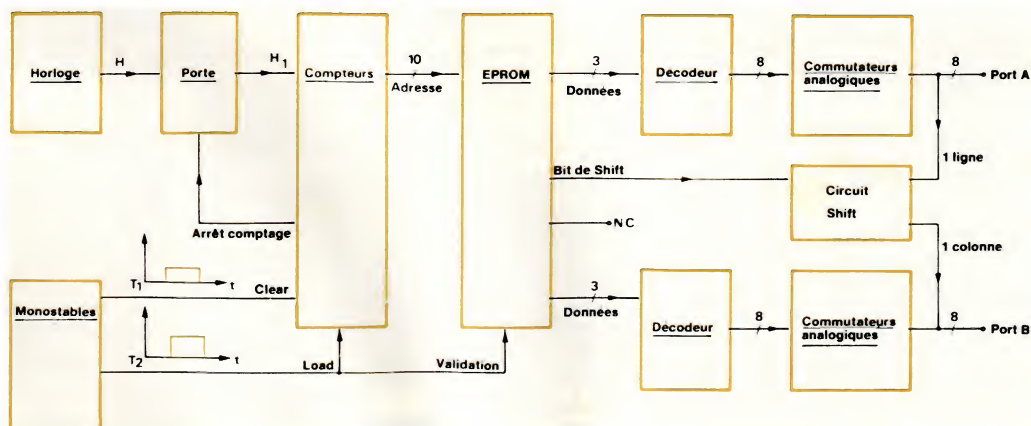


Fig. 4

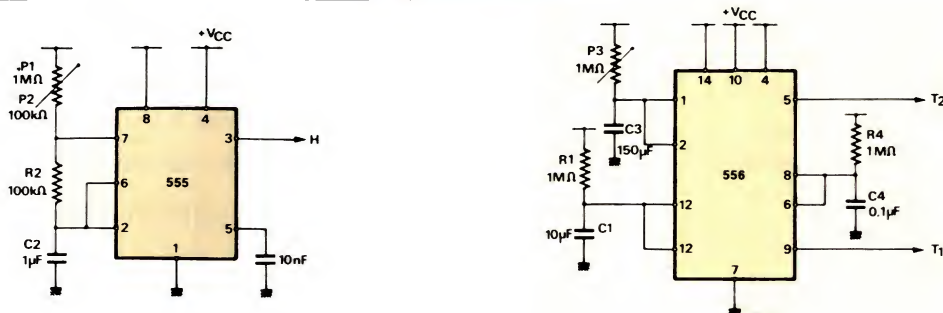


Fig. 5 (à gauche) et 6 (à droite)

Le schéma de cette partie est donné à la **figure 6**.

Le réseau R_4 , C_4 , permet d'initialiser les bascules.

Le réseau P_3, C_3 , permet d'obtenir sur la sortie (5) du 556 une impulsion T_2 d'une durée maximale de :

$$T_{2\text{ MAX}} = 165 \text{ s}$$

Le réseau $R_1 C_1$, permet d'obtenir sur la sortie (9) du 556 une impulsion T_1 d'une durée maximale de :

$$T_1 = 11 \text{ s}$$

A la mise sous tension, il se peut que votre micro-ordinateur mette un certain temps avant que vous puissiez l'utiliser (chargement du Basic, etc.) ; bien entendu, durant cette phase, toute action sur le clavier est inopérante, d'où la présence dans notre séquenceur du signal T_1 . Voici pourquoi.

Tant que T_1 est au niveau logique haut, l'ensemble des compteurs est inactif aux impulsions d'horloge H. Dès qu'il passe au niveau logique bas, l'horloge H, via la porte de commande, actionne les compteurs.

T_2 étant au niveau logique haut, les compteurs progressent jusqu'à atteindre une valeur C_{MAX} qui, une fois atteinte, arrêtera l'horloge ; on pourra supposer dès lors que le travail demandé au séquenceur sera terminé. Pour des raisons d'adaptation (2716 vers 2732...) le travail devra effectivement être terminé lorsque T_2 passera au niveau logique bas ; ce signal nous servira à couper l'alimentation du séquenceur.

Compteurs et porte de commande

Cette partie est constituée de compteurs 74193 montés en cascade, avec comme porte de commande une porte NAND à trois entrées et un inverseur.

Le schéma de cette partie est donnée à la figure 7.

On constate que T_1 active toutes les entrées (14) des compteurs. Lorsque $T_1 = \text{« 1 »}$, on réalise un effacement (« CLEAR ») : les compteurs sont placés à zéro, et ce, quel que soit l'état de l'horloge H_1 . Quand T_1 passe à « 0 », H_1 peut activer les compteurs.

Sur la **figure 7**, nous avons arrêté le comptage à 2048, nombre correspondant à l'adressage maximum d'une mémoire 2716. En effet ce nombre, en hexadécimal, donne : #800, la ligne A_{11} est donc à « 1 » et via l'inverseur, elle positionne le signal H_1 à « 1 », d'où l'arrêt du comptage par dépassement de capacité mémoire.

Lorsque T_2 passe à son tour à « 0 », on actionne alors sur les compteurs le chargement de la valeur qui est présente sur les entrées Q_i ; comme ici elles sont toutes à « 0 », on fait une remise à zéro. A_{11} repasse alors à « 0 » et libère ainsi H_1 , mais elle est sans effet sur la ligne (11) (« LOAD »), toujours à « 0 ».

On a choisi cette solution pour limiter le nombre de circuits de la maquette.

La mémoire morte

On utilise ici une 2716 ou une 2732, car ces deux mémoires sont monotension et très répandues dans le commerce.

Le brochage est donné à la figure 9.

Les broches notées A_i sont les lignes d'adressage. L'adresse est prise en compte si la broche 18 (\overline{CE}) est au niveau logique bas. Les broches notées O_i sont les lignes de données. L'octet adressé est validé si la broche 20 (\overline{OE}) est au niveau logique bas. Comme on n'utilise cette mémoire qu'en mode lecture, pour la 2716, on mettra la touche 21 (V_{pp}) au niveau logique haut.

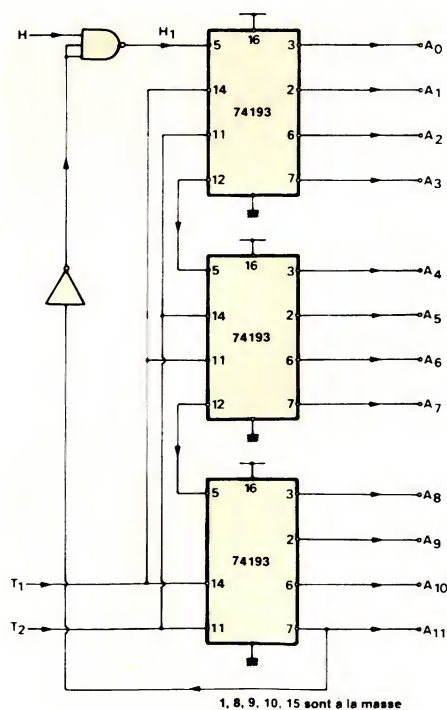


Fig. 7

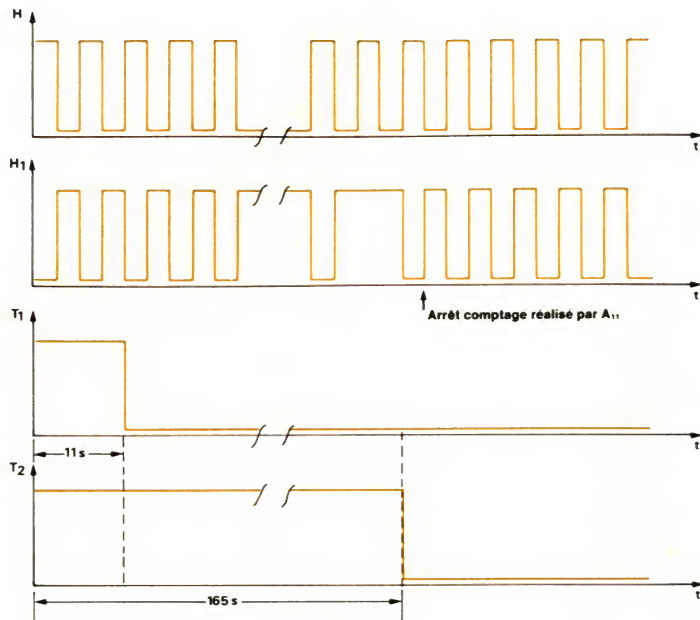


Fig. 8

Le décodeur et les commutateurs analogiques

Cette dernière partie est réalisée autour d'un 74138, deux 7404 et deux MC 4016, et cela pour chaque port (A, B).

Le 74138 est un décodeur 3 lignes vers 8 lignes ayant trois lignes de commande, le niveau haut sera noté « 1 » :

- G_1 (broche n° 6) à « 1 » valide le décodage, à « 0 » met toutes les sorties à « 1 ».
- G_2 A (broche n° 4) ou G_2 B (broche n° 5) à « 0 » valident le décodage, à « 1 », mettent toutes les sorties à « 1 » quel que soit l'état de G_1 .

Le MC 4016 est un quadruple commutateur analogique. Un niveau logique bas sur la commande d'un des commutateurs établit entre l'entrée et la sortie une impédance très élevée (contact ouvert), dans le cas contraire cette impédance devient très faible (contact fermé).

Il faut remarquer que lorsque le décodage est effectif, la ligne décodée est mise à « 0 », mais, pour fermer le contact, il faut un signal à « 1 » : on utilisera donc un inverseur sur chaque sortie pour rendre compatible les signaux de commande des commutateurs analogiques.

Le schéma pour un port est donné à la figure 10.

Remplissage de l'EPROM

Supposons que, pour démarrer un programme, il faille le charger à partir d'une disquette sous le nom de fichier : « PUBLICITE »

Premier cas : un seul fichier sur la disquette (fig. 11).

Il faudra donc taper sur le clavier, par exemple :

LOAD]

Une fois chargé (retour de l'index), il faudra taper RUN pour obtenir l'exécution du programme.

Si on se réfère au tableau de la figure 2, par exemple, on simulera la frappe du L par la validation de la ligne n° 5 et de la colonne n° 2.

A ₇ A ₇	1	24	V _{CC} V _{CC} (5V)
A ₆ A ₆	2	23	A ₈ A ₈
A ₅ A ₅	3	22	A ₉ A ₉
A ₄ A ₄	4	21	V _{PP} A ₁₁
A ₃ A ₃	5	20	OE OE/V _{PP}
A ₂ A ₂	6	19	A ₁₀ A ₁₀
A ₁ A ₁	7	18	OE/PEM OE
A ₀ A ₀	8	17	O ₇ O ₇
O ₀ O ₀	9	16	O ₆ O ₆
O ₁ O ₁	10	15	O ₅ O ₅
O ₂ O ₂	11	14	O ₄ O ₄
(OV) GND GND	12	13	O ₃ O ₃

Fig. 9

Conformément à ce qui a été dit plus haut, la donnée lue au niveau de l'EPROM est divisée en deux parties : un quartet pour le port A, un quartet pour le port B.

donnée lue

vers PORT B (ligne)

X			
---	--	--	--

vers PORT A (colonne)

X			
---	--	--	--

Seuls les trois premiers bits des deux quartets sont utilisés pour être décodés. Supposons alors que le quatrième bit de chaque quartet soit à « 0 ».

Prenons alors une ligne du tableau (fig. 11), la ligne R par exemple.

Lorsqu'on actionne la touche R, d'après le tableau de la figure 2, on met en relation le fil n° 18 avec le fil n° 11, soit le bit n° 5 du port A avec le bit n° 6 du port B, d'où la donnée qui sera lue :

0110 0101 #65 (fig. 11).

La première ligne est à l'adresse #004. Bien entendu on pourrait la stocker à tout autre emplacement de la mémoire, mais en la plaçant au début on évite d'attendre que le compteur atteigne la bonne adresse ; en la mettant seulement à la 5^e place on évite les aléas de démarrage de H₁.

Mais attention, il faudra faire ensuite que les adresses d'attentes non occupées n'aient aucune action sur le PIA en y plaçant un code inactif.

Pour le Commodore, on pourra prendre le code de la touche F₄ qui donne #00 (fig. 12).

Remarques

– A partir de l'adresse #009, on peut mettre n'importe quelle donnée (HFF par exemple), car le système est en train de charger le fichier, mais dès qu'il a terminé, il reprend la scrutation du clavier (donc du séquenceur). Si, par exemple, les compteurs du séquenceur étaient à l'adresse #A04 et, si, à cette adresse, la donnée lue était #FF, les décodeurs valideraient les lignes (20) du port A et (12) du port B : le système prendrait en compte toute une série de « 1 » pour le C 64. Donc pour plus de sécurité, il faut mettre #00 dans les adresses inexploitées ; pour le D.A.I., il faudra mettre non pas #00 mais #06 par exemple.

– Pour le D.A.I., lors de la mise sous tension, il passe dans une boucle d'attente. Pour en sortir, il faut appuyer sur n'importe quelle touche,

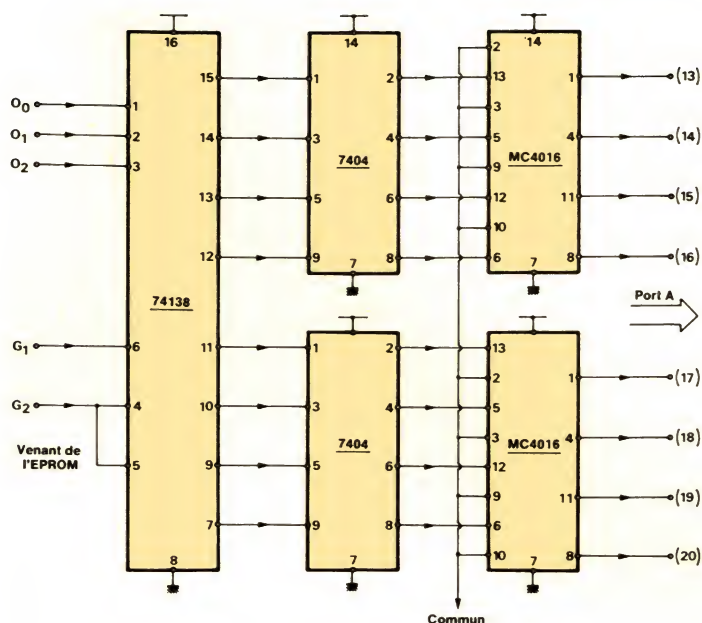


Fig. 10

Clavier	Port	Port	Donnée	Adresse
L	10 → # 5	15 → # 2	# 52	004
O	6 → # 1	16 → # 3	# 13	005
A	10 → # 5	19 → # 6	# 56	006
D	10 → # 5	18 → # 5	# 55	007
↩	11 → # 6	13 → # 0	# 60	008
	broche → position binaire	broche → position binaire	données sans action	adresses d'attente
R	11 → # 6	18 → # 5	# 65	x x C
U	6 → # 1	17 → # 4	# 14	x x D
N	9 → # 4	16 → # 3	# 43	x x E
↩	11 → # 6	13 → # 0	# 60	x x F

Fig. 11

Adresse	Donnée		Actions générées par le séquenceur
000	00		Attente de quatre coups d'horloge, évite les aléas de H ₁
001	00		
002	00		
003	00		
004	52	L	Remplissage de l'EPROM pour le C 64 pour l'exemple du 1 ^{er} cas
005	13	O	
006	56	A	
007	55	D	
008	60	↩	Attente du chargement d'un programme principal d'un disque ou une cassette
009	00		
00A	00		
00B	00		
XXC	65	R	Début du déroulement du programme
XXD	14	U	
XXE	43	N	
XXF	60	↩	
	X		

Fig. 12

donc prévoir, juste avant de lancer la séquence « LOAD », une simulation de touche appuyée (à l'adresse #003 on pourra mettre #00 par exemple).

– Une fois que le deuxième « RETURN » est passé, on peut mettre n'importe quoi dans la mémoire s'il reste de la place (c'est-à-dire si l'on n'est pas en fin d'adressage) et si dans le programme il n'y a pas de scrutation du clavier (« INKEY »).

Second cas : il y a plusieurs fichiers sur la disquette

Prenons alors le D.A.I. pour traiter cet exemple. Supposons que le programme à charger soit sur la deuxième disquette (référéncée n° 1) et que le nom de ce programme soit : PUBLICITE. Manuellement, nous devrions taper la séquence :

LOAD « PUBLICITE:1 » ↩

Les quatre premières séquences ne posent aucun problème puisque ce sont les mêmes qu'au premier cas ; par contre, c'est la cinquième séquence qui nous dérange, car, lorsque nous regardons le tableau donnée à la figure 3 pour le D.A.I., nous n'avons pas les guillemets : nous les obtenons en appuyant simultanément sur la touche 2 et « Shift ».

Dans le cas du Shift actionné, le tableau de codage devient celui de la figure 13.

Pour distinguer ces deux tableaux, nous disposons des quatrièmes bits du codage du port A et B. Malheureusement, tel qu'est conçu le séquenceur, on constate qu'il y a une ligne commune pour mettre en relation une ligne et une colonne de matricage du clavier.

Ainsi, si nous actionnons simultanément le « Shift » et le « 2 » pour obtenir les guillemets, on mettra en relation les lignes 2, 7 et les colonnes 0, 6 (cf. fig. 3). Sans trop entrer dans les détails, on conçoit aisément que le code résultant dépendra de la scrutation exécutée par le PIA, et que, en aucun cas, nous n'obtiendrons le code voulu : il faut isoler la ligne et la colonne du « Shift ».

Cette fonction est assurée dès la présence d'un « 1 » logique sur les quatrièmes bits des deux quartets. Ces deux « 1 » sont détectés par une porte ET, la sortie attaque la commande d'un commutateur analogique isolé, dont les connexions sont reliées aux bornes correspondant au « Shift ».

Pour le D.A.I. ces bornes sont 6, 7 au niveau du PIA, pour le Commodore ces bornes sont 14,8 ou 19,9 au niveau du clavier. Du point de vue réalisation, il suffit de regarder la figure 14.

Le contenu de l'EPROM, dès lors, pour le D.A.I. sera, si on suppose que l'on garde deux emplacements mémoire en attente celui de la figure 15.

Pour lancer le programme, il suffit de placer en fin de mémoire la séquence (RUN \square) compatible avec le système étudié.

	0	1	2	3	4	5	6
0	o	(Return	h	p	x	↑ Page
1	!)	a	i	q	y	↓ Page
2	"	+	b	j	r	z	← Page
3	#	=	c	k	s]	→ Page
4	\$	<	d	l	t	~	TAB
5	%	=	e	m	u	Space Bas	Ctoi
6	&	>	f	n	v	Rept	Local
7	'	?	g	o	w	Char Delete	Shift

Fig. 13

Réglages

Avant tout, il faut mesurer le temps que prend le système pour donner la « main » à l'utilisateur après mise sous tension : supposons que ce temps soit égal à τ_1 .

Ensuite, il faut connaître la durée de chargement du programme choisi : soit τ_2 cette durée.

Ici nous supposons que nous utilisons une mémoire EPROM de 2 048 octets.

Soit alors τ la période de l'hor-

Touche(s) actionnée(s)	Adresse	Donnée D.A.I.	Donnée C 64
aucune	000	#77	#00
aucune	001	#77	#00
L	002	#43	#52
O	003	#73	#13
A	004	#12	#56
D	005	#42	#55
»	006	#A8	#8F
P	007	#04	#62
U	008	#54	#14
B	009	#22	#34
L	00A	#43	#52
I	00B	#13	#63
C	00C	#32	#35
I	00D	#13	#63
T	00E	#44	#15
E	00F	#52	#16
:	010	#21	#22
1	011	#10	#77
»	012	#A8	#8F
\square	013	#02	#60

Fig. 15

loge H (cf. fig. 4). Il faut que cette période soit telle que :

$$2048 \cdot \tau > \tau_1 + \tau_2$$

Soit N le nombre de pas utilisés en début de mémoire pour charger le programme (ici 20), et M le nombre de pas utilisés en fin de mémoire pour lancer le programme, il faut :

$$\tau_2 < (2\,048 - N) \cdot \tau$$

Avec deux inéquations et deux inconnues on peut résoudre le système.

Pour notre exemple, $\tau_1 \approx 3$ s, $\tau_2 = 105$ s, on a choisi $\tau = 0,6$ s.

Pour le réglage de T_1 et T_2 , on prend :

$$T_1 > \tau_1$$

$$T_2 > (2\,048 - N - M) \cdot \tau$$

T_1 a été réglé sur 10 s

T_2 a été réglé sur 150 s

Remarques

Si nous calculons le temps alloué pour charger le programme on trouve :

$$(2\,048 - 20 - 4) \times 0,6 = 1\,214,4 \text{ s}$$

Attendre ici 20 minutes est trop long, on pourrait réduire τ tel que :

$$\tau = \frac{105}{2\,024} \approx 0,06 \text{ s}$$

ce qui donnerait 121 secondes pour le chargement et moins d'une minute après, un passage au « Stand By ».

Ici on a adressé les lignes A_8 , A_9 , A_{10} avec la même sortie des compteurs (sortie A broche 3 du dernier 74193).

Le temps de chargement devient alors :

$$(512 - 20 - 4) \times 0,6 \approx 292 \text{ s}$$

On a vu qu'il fallait combler les cases mémoire non utilisées par des

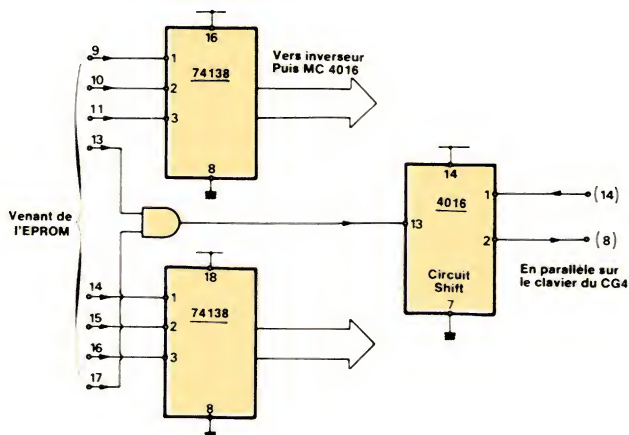


Fig. 14

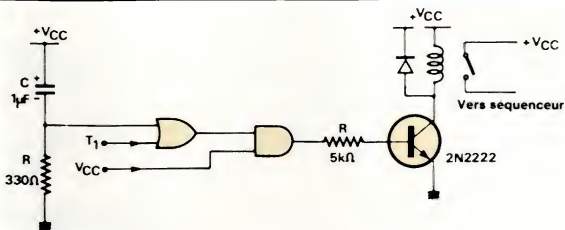


Fig. 16

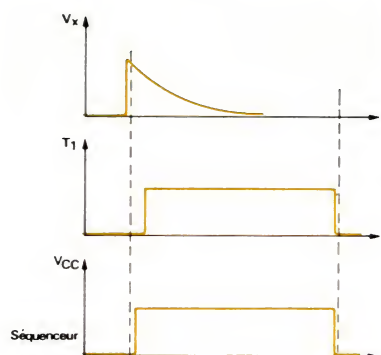


Fig. 17

codes inactifs du clavier ; cherchons ces codes.

Pour le *Commodore* (fig. 14), on constate qu'aucune donnée active par quartet n'est à « F » ou « 7 », nous avons utilisé cette propriété pour brancher une porte NAND à trois entrées sur les lignes 9, 10, 11 (par exemple) de la mémoire 2716 et bran-

cher la sortie de cette porte sur la validation des décodeurs (broche 6) ; ainsi, tant qu'il y aura « XF » ou « X7 » les décodeurs ne seront pas validés.

La raison de ces deux remarques est due au fait que les mémoires vierges sont normalement remplies par « FF » ; ainsi, lors de la programmation, nous ne « grillerons » que 24 emplacements mémoire ; malheureusement, on ajoute un circuit. L'ensemble consomme environ 300 mA sous 5 V ; à partir de l'information T₁ en sortie du monostable 556, il est possible de faire passer en attente le séquenceur.

Circuit « Stand By »

A la mise sous tension, T_1 est à « 0 » mais la sortie de la porte OU est à « 1 » grâce au circuit RC. Comme le système est sous tension, les entrées de la porte ET sont toutes les deux à « 1 », donc sa sortie est à « 1 », le relais se ferme, le + V_{cc} peut être

envoyé sur le séquenceur. Dès que T_1 passe à « 0 », le relais n'est plus activé (fig. 16).

Sur la **figure 17**, nous avons le chronogramme de ce circuit « Stand By ».

Conclusion

Ce séquenceur peut être remanié afin d'être rendu compatible avec un calculateur particulier.

Le schéma général (fig. 18) est celui du séquenceur réalisé avec une EPROM dont le codage de la présence ou non d'un Shift a été inversé : c'est la raison de la présence de l'inverseur à la sortie de la broche 13 de l'EPROM. Nous n'avons pas utilisé les deux signaux venant des broches (13) et (17) de l'EPROM via la porte OU pour valider le Shift, un seul signal est suffisant.

Bien d'autres détails auraient pu être développés, mais tel quel, ce séquenceur peut trouver beaucoup d'applications.

Le prototype fonctionne tous les jours sur un système d'affichage automatisé, utilisé au CIEFOP.

A. Leblond
CIEFOP

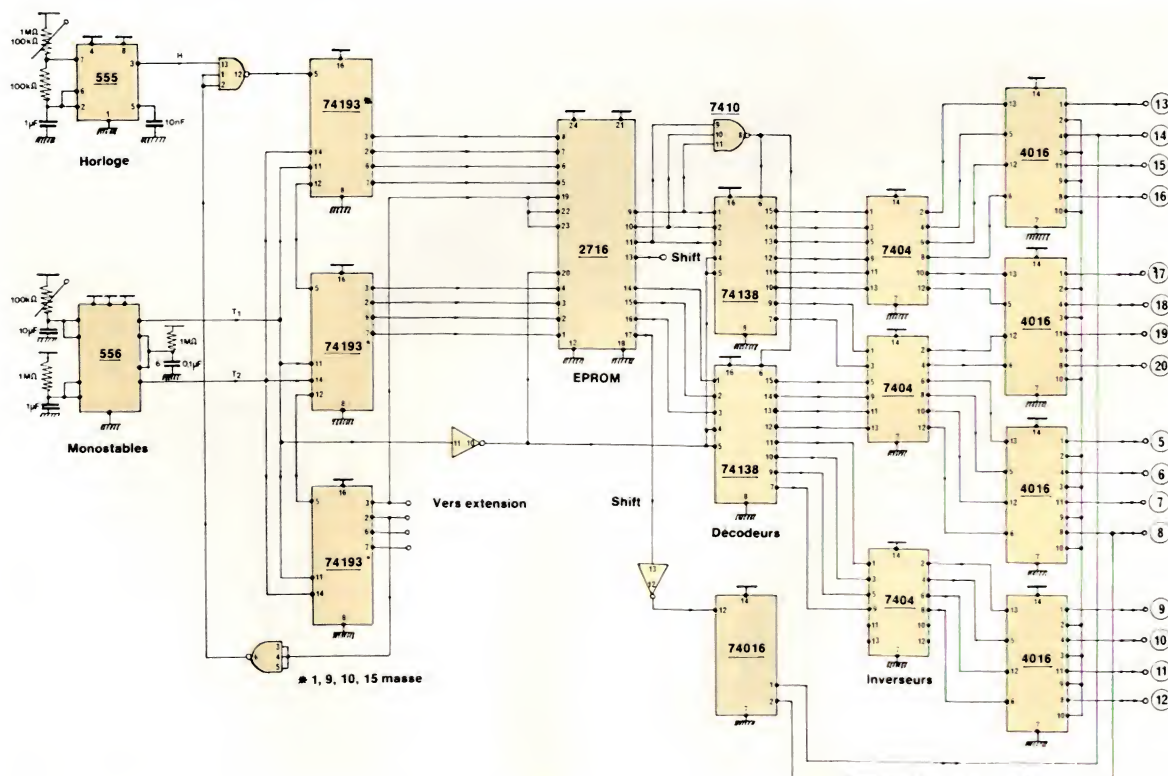


Fig. 18

ÉQUIPEMENT SOUDAGE SOAMET

Parce que les spécialistes ont besoin d'un vrai spécialiste...



SOAMET, LE SPÉCIALISTE DES ÉQUIPEMENTS ET ACCESSOIRES ÉLECTRONIQUES :

- Plus de 1000 références en stock dont :
 - un poste de soudage thermostaté à température réglable SA3 ;
 - un poste de dessoudage à pompe à vide incorporée SA7.
 - des ensembles d'outils à insérer, extraire et tester les circuits intégrés, des barrettes, broches et connecteurs, des plaquettes d'identification pour supports de circuits intégrés, des cadres de montage pour circuits imprimés...
 - la gamme la plus complète d'outils et machines pour le wrapping ;
- Un service après-vente très fort pour répondre à tous vos problèmes.
- Un rapport qualité-prix plus avantageux.

SOAMET SA : la bonne adresse du soudage.

10, boulevard F.-Hostachy - 78290 CROISSY-SUR-SEINE
Tél. : (3) 976.24.37.

COUPON-RÉPONSE :

Nom _____

Société _____

Fonction _____

Adresse _____

Tél. _____

Souhaite :

☐ un essai gratuit de 10 jours du poste soudage SA3 ;

☐ recevoir votre catalogue ;

☐ la visite d'un ingénieur commercial.

#multipubli

EAP 11 84

Technologie

Technologie

des mémoires « EPROM »

Les mémoires mortes effaçables, ou EPROM – « Erasable Programmable ROM » –, font maintenant partie de l'arsenal des circuits intégrés LSI actuels.

Si leur emploi est généralisé dans les systèmes électroniques et informatiques, leur fonctionnement n'est peut-être pas toujours très bien connu.

Aussi avons-nous jugé utile de faire, ici, une rapide synthèse technologique sur les EPROM. Précédée de « quelques mots d'histoire »...



Photo 1. – Une EPROM et son programmeur.

Historique

Les premiers travaux sur les structures de ROM effaçables ont été effectués par Frohman-Bentchkowsky, en 1971, chez Intel Corporation.

Une bonne connaissance du process des « grilles flottantes » fut nécessaire pour la conception des cellules mémoires EPROM (« Erasable Programmable ROM »).

On peut remarquer que toutes les générations de mémoire EPROM utilisent ce process, qu'elles soient de type n ou de type originel p (la première cellule mémoire était de canal p).

Les EPROM sont programmables électriquement et effaçables par un rayonnement ultraviolet. Mais la manœuvre d'effacement soulève des problèmes relatifs à la nature de la source UV, ce qui donne une certaine rigidité au processus d'effacement. Pour remédier à ce problème, on a conçu des mémoires effaçables électriquement : « E²PROM ».

Les capacités-mémoire actuelles pour ce type de cellules atteignent 64 Ko contre 256 Ko ou 512 Ko pour les mémoires effaçables par rayonnement ultraviolet (mémoire EPROM). En effet, la densité d'intégration est plus faible dans le cas d'une structure E²PROM, car les cellules mémoires sont plus volumineuses que celles de type EPROM.

EPROM UV : développement et technologie

Principes de programmation

Pour concevoir une cellule mémoire EPROM, on utilise une structure de doubles grilles en silicium polycristallin (fig. 1).

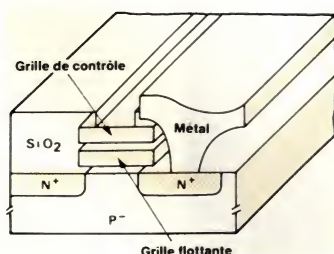


Fig. 1.

La variation du V_T du transistor peut être calculée par l'équation suivante

$$V_T = - \frac{\Delta Q_{FG}}{C_G} \quad [1]$$

où : ΔQ_{FG} est la variation de la charge de la grille flottante, C_G est la capacité entre la grille flottante et la grille de contrôle.

Cette structure « mon transistor » de la cellule mémoire a permis d'avoir de fortes densités d'intégration puisque les deux grilles sont directement au-dessus du canal de transistor (fig. 2).

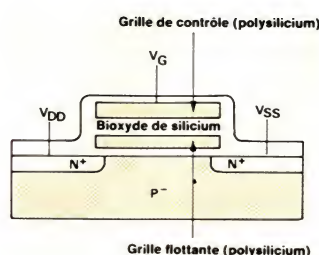


Fig. 2.

Remarque : le process a une grande influence sur la rentabilité des cellules EPROM car les électrons peuvent être piégés dans l'oxyde, générant des défauts. Ces défauts peuvent être aggravés par des cycles de programmation. Les électrons, une fois piégés dans l'oxyde, sont difficilement délogeables par rayonnement ultraviolet. Il est donc nécessaire d'augmenter la qualité de l'oxyde.

Un autre effet qui peut nuire au bon fonctionnement de la cellule est la création d'aspérités à la surface du silicium polycristallin dans l'oxyde. La présence de ces aspérités peut accroître le champ électrique et effectuer des effacements locaux dans la grille flottante.

La programmation d'une mémoire du type EPROM doit être précédée d'un effacement complet effectué par une exposition à une forte dose de rayonnement ultraviolet (avec une longueur d'onde de 2 527 Å).

Celui-ci peut être obtenu par une exposition au soleil pendant une longue période. Et, pour éviter des désagréments, on obture la fenêtre d'effacement par un couvercle opaque après programmation.

La grille supérieure effectue la sélection ; celle du bas – la grille flottante –, située entre la grille de contrôle et le substrat, est isolée par

une zone de bioxyde de silicium (SiO_2) et est non connectée.

La programmation de la cellule est effectuée par injection d'électrons « chauds » à haute énergie, du substrat au travers de l'oxyde de grille.

La forte tension appliquée sur la grille de contrôle provoque le stockage de ces électrons dans la grille flottante. Les électrons ainsi accélérés ont assez d'énergie pour franchir la barrière de 3,2 eV entre le substrat et l'oxyde. Une fois la tension de programmation supprimée, la charge stockée dans la grille flottante y reste, assurant la non-volatilité de la cellule.

Pour permettre la migration des charges du substrat vers la grille flottante, il est nécessaire d'appliquer une tension positive sur la grille de contrôle. L'effacement de la cellule se fait par photoémission des électrons de la grille flottante vers la grille de contrôle et le substrat. Le rayonnement ultraviolet augmente l'énergie des électrons dans la grille flottante jusqu'au niveau où ils peuvent franchir la barrière des 3,2 eV entre la grille flottante et l'isolant.

Dans le cas où la grille flottante est non chargée, la tension de seuil du transistor N.MOS est égale à V_{T0} , c'est-à-dire à la tension de seuil la plus basse. Tandis que si la grille flottante est chargée (état logique 0), la tension de seuil du transistor N.MOS est égale à V_{T1} , c'est-à-dire à la tension de seuil la plus haute (fig. 3).

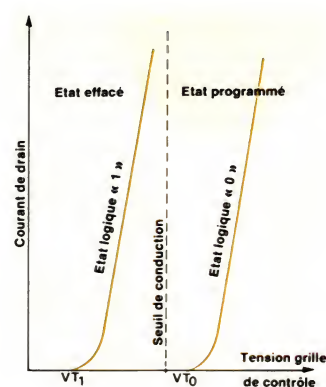


Fig. 3.

Pour la programmation, il est nécessaire d'avoir un champ électrique important (10^5 V/cm) pour générer les électrons chauds. Celui-ci ne peut pas être obtenu avec des tensions d'alimentation de 5 V. Cela implique donc une tension plus grande, notée V, de : – 25 V dans le cas de densité 16 et 32 Ko,

- 21 V dans le cas de densité 64 Ko,
- 12,5 V dans le cas de densité 256 Ko.

A noter que les 3,2 eV d'énergie, pour franchir la barrière entre l'oxyde et la grille flottante, ne peuvent être obtenus de manière accidentelle. Les programmations intempestives sont donc impossibles en cycle normal de lecture.

Etude théorique de la programmation

La figure 4 montre la répartition des capacités dans un transistor de type FA.MOS avec une grille de contrôle isolée (par un oxyde de grille) de la grille flottante.

A noter que les capacités C_{FG} , C_{FD} , C_{FS} , C_{FSub} sont les capacités entre la grille flottante et respectivement la grille de contrôle, le drain, la source et le substrat.

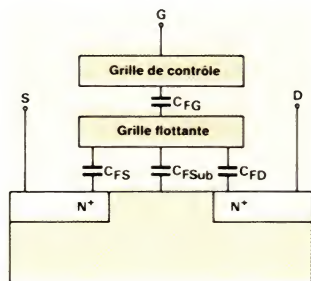


Fig. 4.

L'équation de neutralité électrique est la suivante :

$$C_{FS}(V_{FG} - V_S) + C_{FG}(V_{FG} - V_{CG}) + C_{FD}(V_{FG} - V_D) + C_{FSub}(V_{FG} - V_{Sub}) = 0 \quad [2]$$

Si on pose :

$Q = -C_{FSub} V_{Sub}$, on a :

$$C_{FS}(V_{FG} - V_S) + C_{FG}(V_{FG} - V_{CG}) + C_{FD}(V_{FG} - V_D) + Q + C_{FSub} V_{Sub} = 0 \quad [3]$$

avec :

V_S tension de la source
 V_D tension du drain,
 V_{CG} tension de la grille de contrôle,
charge de la grille flottante.

D'après l'équation [3], on peut donc déterminer la tension de la grille flottante V . Sachant que le substrat et la source sont placés à 0 volt, on a donc :

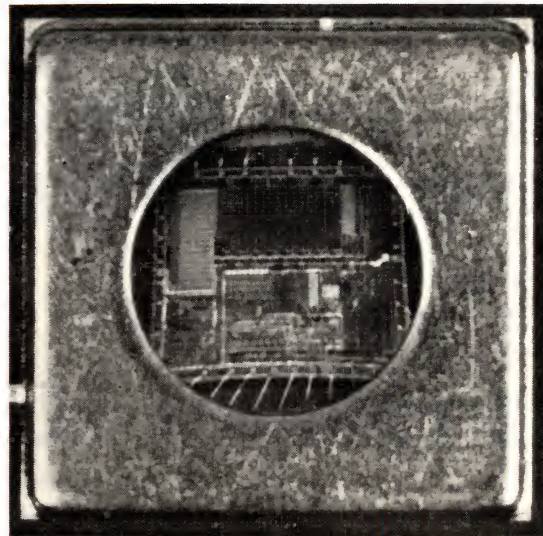


Photo 2. - L'EPRM vue... de sa fenêtre.

$$V_{FG} = \frac{C_{FG}V_{GS} + C_{FD}V_{DS}}{C_{FG} + C_{FD} + C_{FS} + C_{FSub}} - \frac{Q}{C_{FG} + C_{FD} + C_{FS} + C_{FSub}} \quad [4]$$

En posant :

$$C_T = C_{FG} + C_{FD} + C_{FS} + C_{FSub} \quad [5]$$

On arrive donc à :

$$V_{FG} = \frac{C_{FG}}{C_T} V_{GS} + \frac{C_{FD}}{C_T} V_{DS} - \frac{Q}{C_T} \quad [6]$$

On peut mettre l'équation [6] sous une autre forme, on obtient alors :

$$V_{FG} = \frac{C_{FG}}{C_T} \left(V_{GS} + \frac{C_{FD}}{C_T} V_{DS} \right) - Q/C_T \quad [7]$$

En posant :

$$C_1 = C_{FS} + C_{FSub},$$

$$C_2 = C_{FG},$$

$$C_3 = C_{FD},$$

l'équation [4] devient :

$$V_{FG} = \left(\frac{C_2}{C_T} \right) V_{CG} + \left(\frac{C_3}{C_T} \right) V_D - Q/C_T \quad [8]$$

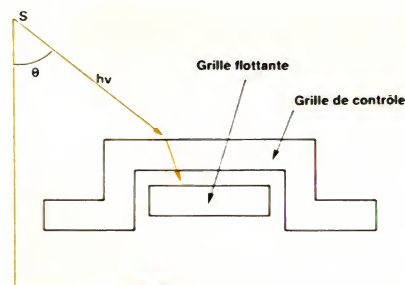


Fig. 5.

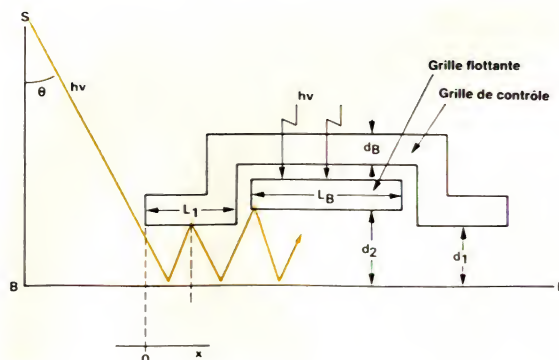


Fig. 6.

La tension de seuil du transistor peut être donnée par l'équation suivante :

$$V_{TM} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_2} V_T + \frac{Q}{C_2} \quad [9]$$

où V_T est la tension de seuil d'un transistor conventionnel à grille polysilicium.

Quand $Q = 0$, le transistor est dans un état d'effacement, donc :

$$V_{T1} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_2} V_T \quad [10]$$

Ce qui donne, en remplaçant dans [9] :

$$V_{TM} = V_{T1} + \frac{Q}{C_2} \quad [11]$$

On constate que les caractéristiques de programmation dépendent directement de la variation de la charge dans la grille flottante ; c'est-à-dire de l'injection de courant déterminée par dQ/dt et on démontre que :

$$\Delta V_T = Q/C_2 = 1/C_2 \int_0^t I_{inj} dt \quad [12]$$

Remarque :

La détermination de ΔV_T ne peut être trouvée qu'expérimentalement, du fait que la fonction I_{inj} est très complexe à déterminer.

L'effacement

L'étude sera faite sur un modèle à deux dimensions.

Le processus d'effacement s'effectue de deux manières :

- absorption au travers de la grille de contrôle,
- absorption au travers du guide optique.

● Absorption à travers la grille de contrôle

Dans le cas de structure canal n, le rayonnement ultraviolet passe à travers l'oxyde et la grille de contrôle et est absorbé par la grille flottante (fig. 5).

● Absorption à travers le guide optique

Le guide optique, formé par l'oxyde, la grille de contrôle et le substrat, propage les rayons ultraviolet, horizontalement le long de la grille flottante.

Les rayons ultraviolets peuvent donc être absorbés par le dessous de la grille flottante (fig. 6).

A. Farrugia
Ingénieur ESE

Une première technologique :

un microprocesseur à EPROM intégrée

... En effet, la famille 6804 s'est enrichie d'une version à EPROM intégrée, 28 broches, dénommée par *Motorola MC 68704 P2*.

Il s'agit d'un microprocesseur 8 bits réalisé sous la forme d'un processeur série 1 bit. Le MC68704P2 se présente comme ayant une architecture 8 bits analogue à celle des unités de commande de microprocesseur de la famille M6805, afin de faciliter la programmation, mais en fait, il n'a qu'une largeur d'un bit.

Cela signifie que les transferts, les opérations arithmétiques et les opérations d'adressage sont exécutés séquentiellement, un bit à la fois.

Le MC68704P2 contient 1024 octets d'EPROM programmable par l'utilisateur, 64 octets d'EPROM réservés aux données, 320 octets de mémoire morte d'autocontrôle, 32 octets de mémoire vive, 2,5 ports d'E/S 8 bits (20 bits) en parallèle et un compteur 8 bits (avec un prédiviseur).

Cette unité de commande est capable d'empiler 4 niveaux de sous-programmes. Le MC68704P2 est également capable d'accepter une interruption externe.

Ce dispositif d'excellent rapport coût/efficacité n'admet qu'un seul niveau d'interruption.

Un oscillateur sur la puce travaille jusqu'à 10,24 MHz, avec un résonateur à quartz ou céramique. Il peut aussi travailler à une fréquence plus basse, avec un réseau résistances-condensateurs. La fréquence de l'oscillateur est divisée par 4 pour donner les horloges internes, phase 1 et phase 2.

La fréquence d'horloge interne maximale est donc de 2,56 MHz. C'est la vitesse binaire du MC68704P2.

Cette unité de commande à EPROM possède 20 broches d'E/S, toutes programmables en entrée ou en sortie, en utilisant une instruction pour manipuler le bit du registre de direction des données approprié.

Toutes les broches d'E/S sont structurées de telle façon que la donnée de sortie verrouillée soit lisible lorsqu'une broche est configurée en entrée, quel que soit le niveau logique réel de la broche résultant de la charge de la sortie.

Toutes les broches d'E/S du MC68704P2 offrent deux options : sorties à trois états compatibles LSTTL et sortie en drain ouvert, que l'on peut sélectionner en utilisant les octets d'option spécifiques résidant dans la partie données de l'EPROM.

Un sous-programme d'autocontrôle peut être utilisé pour tester l'ensemble du MC68704P2, à l'exception du programme utilisateur résidant dans l'EPROM.

Un circuit d'analyse de signature, qui a été incorporé sur la puce du MC68704P2 pour faciliter les tests, peut aussi être utilisé pour vérifier le contenu de son EPROM.

La fonction d'autocontrôle de cet élément est particulièrement importante pour les utilisateurs industriels, car elle minimise les besoins de contrôle d'acceptation à la livraison.

Cet attribut d'autocontrôle évite aux clients d'avoir à acheter et à entretenir dans leurs usines de coûteux équipements de test du MC68704.

La fonction d'autocontrôle de cette unité de commande à EPROM permet aussi au personnel de service après-vente de localiser facilement les pannes des systèmes 6804.

Composants

Les capteurs de température au silicium : technologie et applications

Tout système de mesure d'une grandeur physique est tributaire de la qualité de son élément « amont » : le capteur. Des performances de ce dernier, dépendent les caractéristiques de justesse et de fiabilité de l'ensemble du système.

Aussi les fabricants poursuivent-ils d'actives recherches, dans ce sens, sur les matériaux et leur technologie d'emploi.

Dans le cas des capteurs de température, dont l'importance en milieu industriel est capitale, le silicium fait preuve de beaucoup de qualités, ainsi qu'on le verra dans l'étude qui va suivre.



OPHÉLIE

Principes de base

L'utilisation croissante de circuits intégrés dans les systèmes de commande a fait naître, ces dernières années, un besoin croissant en capteurs électroniques de température, à la fois précis et fiables. Ces nouveaux dispositifs, qui sont appelés à remplacer les modèles plus classiques utilisant des thermistances CTN ou CTP, exploitent l'effet de la température sur la résistivité du silicium.

La figure 1 montre cet effet sur du silicium de type n , à différents niveaux de dopage. Comme l'indique la figure, le coefficient de température de la résistance du silicium dopé est positif au départ, puis devient négatif quand la température augmente (quand les propriétés intrinsèques du semi-conducteur prédominent). Les dispositifs des séries KTY81/83/84 commercialisés par R.T.C. fonctionnent dans la plage positive. Ils utilisent du silicium de type n dont le niveau de dopage se situe entre 10^{14} et $10^{15}/\text{cm}^3$, offrant une résistance nominale d'environ $1\,000\,\Omega$. (Notons, cependant, qu'il existe deux variantes de la série KTY81, les séries KTY81/2 et KTY81/5, dont les résistances nominales sont égales à $2\,000\,\Omega$ et $5\,000\,\Omega$ respectivement.)

Construction et fabrication

La figure 2(a) représente un capteur de base de dimensions approximatives : $500\,\mu\text{m} \times 500\,\mu\text{m} \times 240\,\mu\text{m}$. Le fond est entièrement métallisé et la face supérieure est munie d'un contact circulaire en or de $20\,\mu\text{m}$ environ de diamètre. Ce montage permet une distribution conique du courant à travers le cristal, ce qui réduit sensiblement l'influence des tolérances de fabrication sur la résistance du capteur. Une région n^+ , diffusée dans le cristal sous la métallisation, réduit les effets de la couche de barrage aux jonctions métal-semiconducteur.

La figure 2(b) représente un second montage comprenant deux capteurs distincts, montés en série, mais de polarité inverse. Ce montage à deux capteurs présente l'avantage d'offrir une résistance indépendante de la direction du courant, contrairement aux montages à capteur unique de la figure 2(a) qui, du moins pour les courants plus élevés, offrent une résistance qui varie légèrement en fonction de la direction du courant.

Les dispositifs sont fabriqués selon la technique, désormais bien connue, dite « planar », qui a fait ses preuves dans la fabrication de nombreux dispositifs à semiconducteurs. Une couche de nitrure de silicium protège la surface du cristal, lui-même entièrement revêtu de verre de phosphore assurant une protection supplémentaire.

Présentation des capteurs au silicium

Les deux montages représentés à la figure 2 sont utilisés dans des dispositifs désormais utilisés en pratique. La série KTY81 utilise le montage à deux capteurs. Ces capteurs, placés en boîtier SOD-70 (fig. 3a), sont donc indépendants de la polarité.

Les séries KTY83/84 utilisent le montage plus simple à un seul capteur. La simplicité de ce montage permet de loger les capteurs en boîtier compact DO-34 (fig. 3b).

Outre sa simplicité, le dispositif à capteur unique pré-

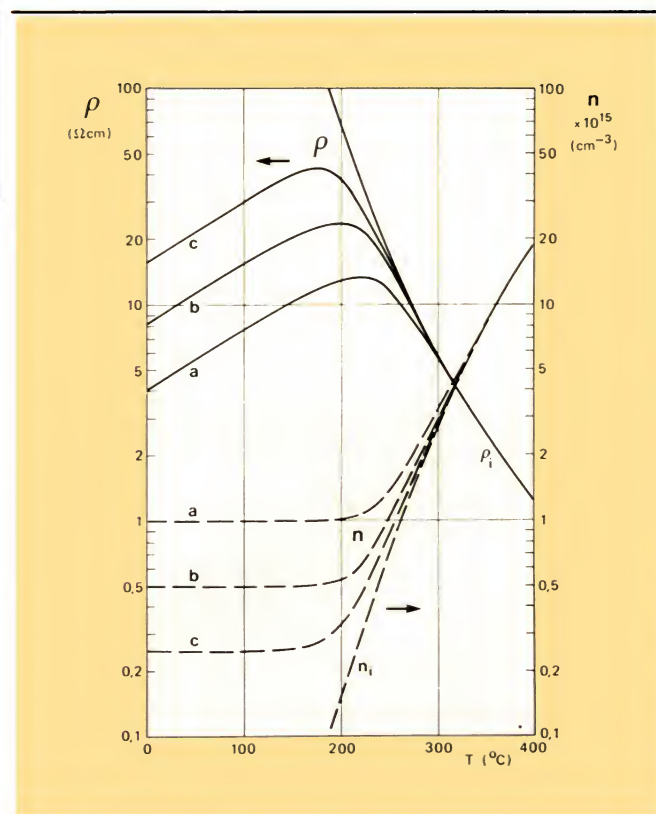


Fig. 1. – Effet de la température sur la résistivité du silicium.

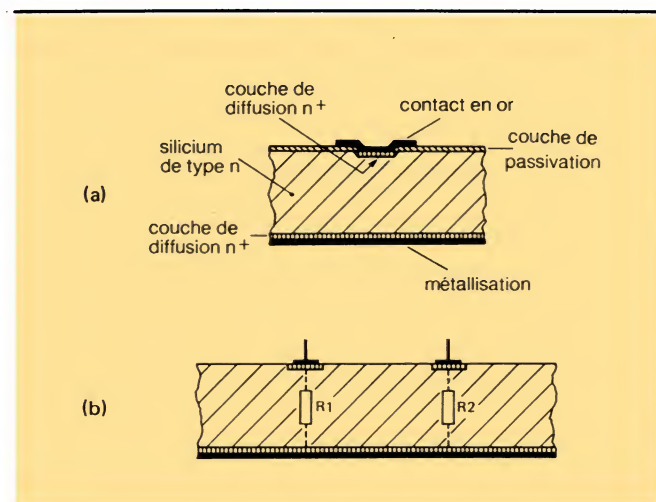


Fig. 2. – (a) : section du cristal montrant la disposition des électrodes. Tout le fond est métallisé et la face supérieure est munie d'un contact circulaire en or – (b) : montage comprenant deux capteurs distincts connectés en série mais de polarité inverse.

sente un autre avantage important, celui de pouvoir fonctionner à des températures maximales de $300\,^{\circ}\text{C}$.

La limite de température d'un capteur de température normal se situe autour de $150\,^{\circ}\text{C}$, à cause des propriétés intrinsèques du silicium (fig. 1). Mais si le dispositif à capteur unique est polarisé avec son contact en or porté au pôle positif, la limite en température s'accroît. Ceci est dû au fait qu'une tension positive sur le contact en or réduit sensiblement la concentration des trous dans la couche de diffusion n^+ supérieure, et isole ainsi les trous spontanément générés dans le corps du cristal (du fait de sa nature intrinsèque), les empêchant ainsi de participer à la production du courant total et, par conséquent, d'affecter la résistance.

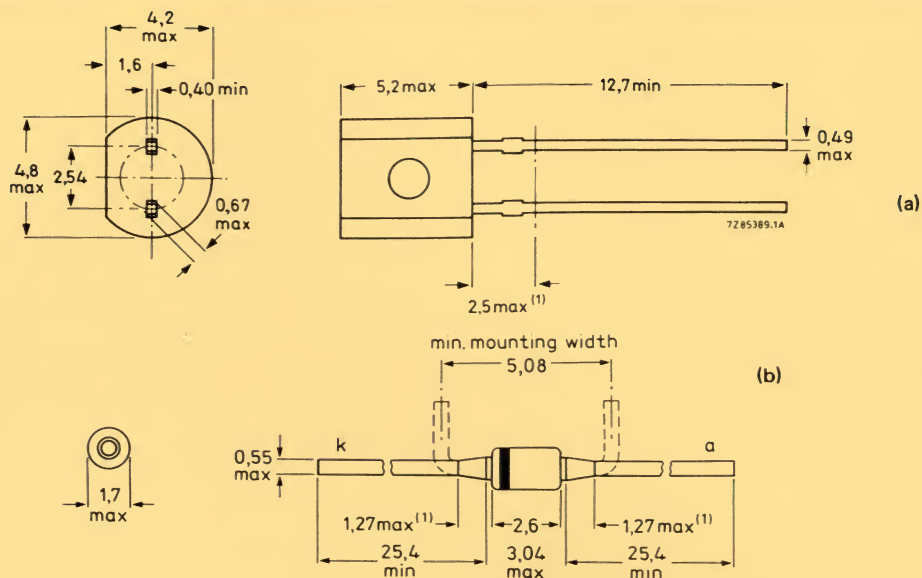
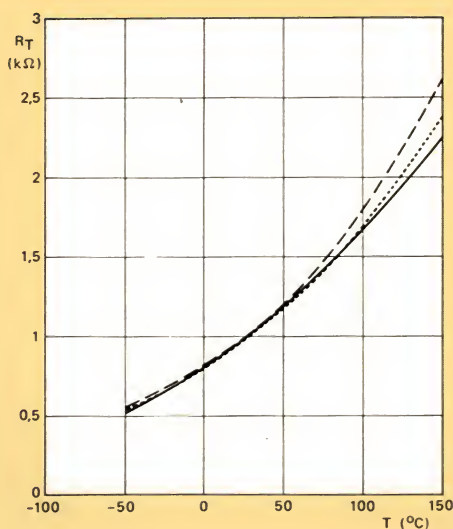
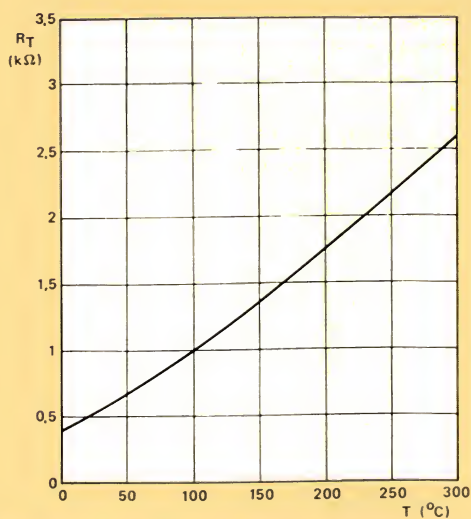


Fig. 3. - (a) : schéma du KTY81 (SOD-70) - (b) : schéma du KTY83/84 (DO-34).



(a)



(b)

Certes, comme dans un capteur normal, les propriétés intrinsèques du cristal finissent par prédominer, mais à des températures plus élevées. L'effet est dépendant du courant, la température de passage du comportement extrinsèque au comportement intrinsèque augmentant proportionnellement au courant de fonctionnement. Quand le courant est nul, l'effet disparaît totalement et le capteur se comporte de la même manière qu'un capteur classique.

La série KTY84 exploite cette propriété puisqu'elle est particulièrement destinée à fonctionner à des températures de 300 $^{\circ}C$ maximum.

Performances

Le tableau 1 ci-après donne les spécifications électriques et mécaniques des séries KTY 81/83/84.

Relation avec la température

Les figures 4(a) et 4(b) (trait continu) montrent respectivement les caractéristiques résistance/température des séries KTY81 et 84. La relation est non linéaire et peut être obtenue par approximation selon la formule suivante :

$$R_T = R_{amb} [1 + \alpha(T - T_{amb}) + \beta(T - T_{amb})^2] \quad (1)$$

R_T et R_{amb} étant les résistances à la température T et à la température ambiante, respectivement, et α et β les coefficients de température de la résistance du capteur.

Fig. 4 - (a) : variation de la résistance du KTY81 en fonction de la température.

- courbe expérimentale
- $R_T = R_{amb} \exp [\alpha(T - T_{amb})]$ avec $\alpha = 0,75 \% / K$
- $R_T = R_{amb} \exp [\alpha(T - T_{amb})]$ avec $\alpha = 0,82 \% / K$ pour $T \leq T_{amb}$ et $\alpha = 0,7 \% / K$ pour $T > T_{amb}$

(b) Variation de la résistance du KTY84 en fonction de la température.

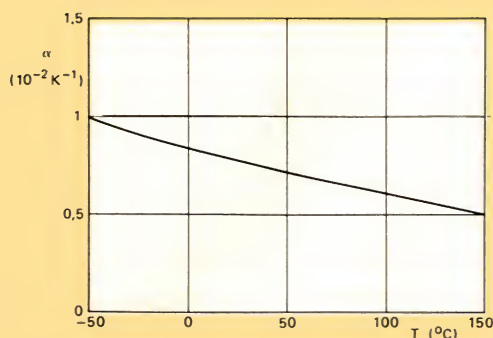


Fig. 5. – Variation de α en fonction de la température (KTY81).

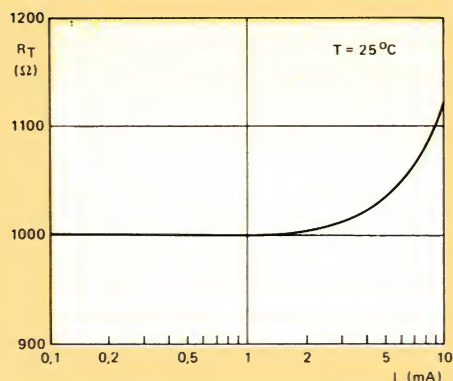


Fig. 6. – Courbe de résistance du capteur en fonction du courant de fonctionnement. En dessous de 1 mA environ, la résistance est pratiquement indépendante de la température.

Pour le KTY81, $\alpha = 0,75 \text{ \% / K}$ et $\beta = 0,00185 \text{ \% / K}^2$ à $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. Pour des raisons pratiques, β peut être négligé et la formule (1) devient :

$$R_T = R_{\text{amb}} \exp [\alpha(T - T_{\text{amb}})]$$

La ligne en tirets de la figure 4(a) montre cette relation pour le KTY81.

L'expression précédente suppose que α reste constant dans une certaine plage de températures. En fait, α varie en fonction de la température comme l'indique la figure 5. Une meilleure approximation est donc obtenue en prenant deux valeurs pour α : $0,82 \text{ \% / K}$ pour $T \leq T_{\text{amb}}$ et $0,7 \text{ \% / K}$ pour $T > T_{\text{amb}}$. En introduisant ces valeurs dans l'expression précédente, on obtient les lignes en pointillés de la figure 4(a), très proches de la courbe réelle.

Courant de fonctionnement

La figure 6 montre la variation de la résistance d'un capteur KTY81 typique en fonction du courant de fonctionnement. Jusqu'à 1 mA, environ, la résistance est pratiquement indépendante du courant de fonctionnement, de sorte que la figure représente une limite supérieure si les fluctuations du courant doivent avoir un effet minimal sur la résistance (*).

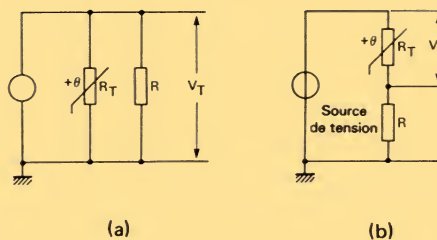


Fig. 7. – Linéarisation des caractéristiques du capteur (a) avec une résistance R en parallèle avec le capteur ; (b) avec une résistance R en série avec le capteur ; le système est alimenté par une source de tension constante.

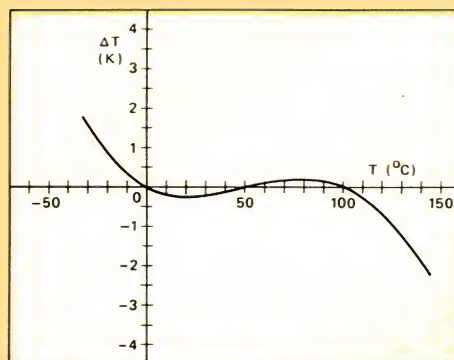


Fig. 8. – Erreur de température ΔT prévue pour un KTY81 nominal, linéarisé dans la plage de températures 0 à 100 $^\circ\text{C}$ (résistance de linéarisation 2 870 Ω).

Linéarisation

La caractéristique non linéaire de la résistance en fonction de la température ne pose pas de problème dans les capteurs de température au silicium, si ceux-ci sont correctement calibrés. La linéarisation du capteur ne devient nécessaire que dans les systèmes de commande qui nécessitent une grande précision.

Une méthode simple pour linéariser la caractéristique résistance/température d'un capteur est de le shunter avec une résistance fixe R. La résistance $R_T/(R + R_T)$ de la combinaison parallèle devient alors effectivement une fonction linéaire de la température, et la tension de sortie V_T du circuit de linéarisation peut être utilisée pour régulariser le système de commande (fig. 7a).

Si le système est alimenté par une source de tension constante, une résistance peut être connectée en série avec le capteur ; la tension traversant le capteur et la résistance sera alors à nouveau approximativement une fonction linéaire de la température (fig. 7b).

(*) Note : Pour la série KTY84, les courants de fonctionnement utilisés doivent être supérieurs à 2 mA pour permettre le fonctionnement jusqu'à la limite spécifiée de 300 $^\circ\text{C}$.

Tableau 1. – Spécifications électriques et mécaniques des séries KTY81/83/84

	KTY81	KTY83	KTY84
Résistance à T_{amb}	$1\,000\ \Omega \pm 1\% (1) (3)$	$1\,000\ \Omega \pm 1\% (1)$	$1\,000\ \Omega \pm 2\% (2)$
Coefficient de température de la résistance	$0,75\ \% / K (1) \text{ typ.}$	$0,75\ \% / K (1) \text{ typ.}$	$0,6\ \% / K (2) \text{ typ.}$
Plage de la température de mesure	$-55\text{ à }150\ ^\circ\text{C}$	$-55\text{ à }175\ ^\circ\text{C}$	$0\text{ à }300\ ^\circ\text{C}$
Courant de charge maximal			
à $T_{amb} = 25\ ^\circ\text{C}$	10 mA	10 mA	10 mA (4)
à $T_{amb} = 150\ ^\circ\text{C}$	1 mA	1 mA	–
à $T_{amb} = 300\ ^\circ\text{C}$	–	–	2 mA (4)
Constante de temps thermique			
dans l'air immobile	85 s	40 s	40 s
dans un liquide en mouvement	3 s	0,5 s	0,5 s
dans un liquide immobile	5 s	1 s	1 s
Encapsulation	SOD 70	DO 34	DO 34

(1) $T_{amb} = 25\ ^\circ\text{C}$

(2) $T_{amb} = 100\ ^\circ\text{C}$

(3) Il existe des variantes du KTY81 : le KTY81/2 et le KTY81/5 qui ont des résistances de $2\,000\ \Omega$ et $5\,000\ \Omega$ respectivement.

(4) Pour les mesures à des températures élevées, le KTY84 nécessite un courant de charge minimal d'environ 2 mA.

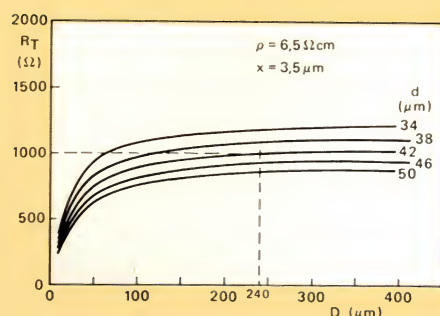


Fig. 9. – Variation de la résistance R_T du capteur en fonction de l'épaisseur D du cristal. Après une croissance initiale, la résistance se stabilise et devient pratiquement insensible à toute nouvelle augmentation de D . En fait, la résistance est beaucoup plus sensible aux variations du diamètre d du contact en or.

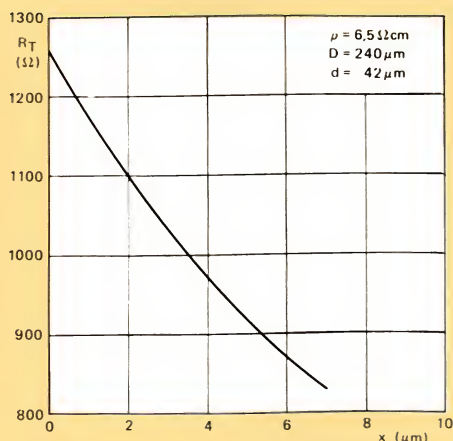


Fig. 10. – Résistance du capteur R_T en fonction de l'épaisseur x de la couche de diffusion n^+ . L'étroite relation entre la résistance et x permet de compenser les effets des variations de d et du niveau de dopage.

La valeur de la résistance série ou parallèle dépend de la plage des températures de fonctionnement du capteur. Cette résistance peut être calculée à l'aide de la méthode suivante, qui donne une erreur de température nulle à trois points équidistants T_a , T_b et T_c .

Prenons d'abord le montage parallèle. Si la résistance du capteur aux trois points est R_a , R_b et R_c , et la résistance correspondante du montage parallèle R_{pa} , R_{pb} et R_{pc} , la linéarité aux trois points est obtenue par :

$$R_{pa} - R_{pb} = R_{pb} - R_{pc}$$

c'est-à-dire :

$$\frac{R \cdot R_a}{R + R_a} - \frac{R \cdot R_b}{R + R_b} = \frac{R \cdot R_b}{R + R_b} - \frac{R \cdot R_c}{R + R_c}$$

Donc :

$$R = \frac{R_b (R_a + R_c) - 2R_a R_c}{R_a + R_c - 2R_b} \quad (2)$$

Pour le montage en série avec une source de tension constante V , et les tensions V_a , V_b et V_c qui traversent le capteur aux trois points, la linéarité est obtenue par :

$$V_a - V_b = V_b - V_c$$

c'est-à-dire :

$$\frac{V \cdot R_a}{R + R_a} - \frac{V \cdot R_b}{R + R_b} = \frac{V \cdot R_b}{R + R_b} - \frac{V \cdot R_c}{R + R_c}$$

Ceci se réduit à la relation (2) ci-dessus, ce qui signifie que la même résistance convient pour les deux types de montage : série et parallèle.

Ainsi, connaissant la plage des températures de fonctionnement, R peut être calculée d'après la formule (2) en utilisant les courbes de la résistance en fonction de la température (fig. 4) pour déterminer la résistance du capteur aux trois points de référence.

La figure 8 montre, par exemple, l'écart de linéarité prévu dans le cas d'un capteur nominal KTY81, linéarisé dans la plage de températures 0 à $100\ ^\circ\text{C}$, avec une résistance de linéarisation de $2\,870\ \Omega$.

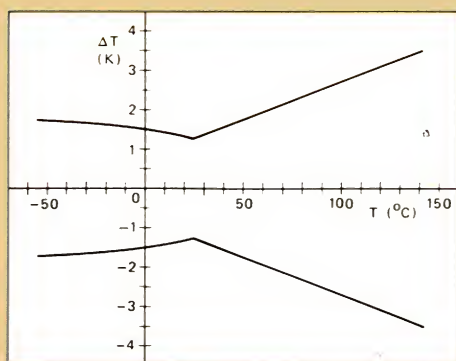


Fig. 11. – Erreur absolue ΔT prévue pour un capteur de température au silicium.

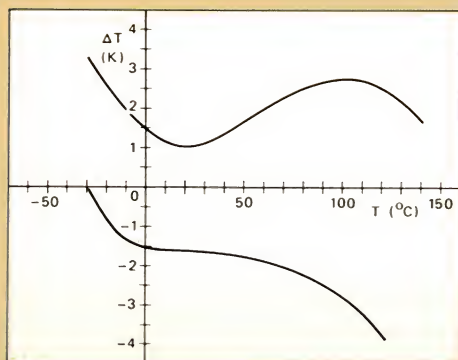


Fig. 12. – Effet conjugué de la tolérance de fabrication et des erreurs de linéarisation d'un capteur KTY81.

Notons que le KTY84 étant principalement destiné à être utilisé à des températures élevées, c'est-à-dire supérieures à 100 °C, sa caractéristique quasi linéaire à ces températures signifie que la linéarisation est souvent inutile.

Influences des tolérances de fabrication

Comme il a été mentionné plus haut, la disposition des électrodes dans les séries KTY81/83/84 permet de minimiser les effets des tolérances de fabrication. La figure 9 montre la variation de la résistance en fonction de l'épaisseur D du cristal.

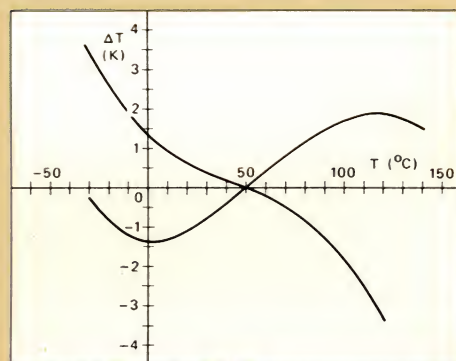
Après une croissance nette dans la région des faibles valeurs de D ($< 50 \mu\text{m}$), la résistance se stabilise pour devenir pratiquement insensible aux augmentations ultérieures de D . Ainsi, les différences de valeur de D obtenues pendant la fabrication auront peu d'effet sur les caractéristiques finales. Par contre, les éléments importants sont le diamètre d du contact en or (voir fig. 9) et l'épaisseur x de la couche de diffusion n^+ . La figure 10 montre l'effet de ce dernier paramètre sur la résistance. Loin d'être un inconvé-

nient, la relation étroite entre la résistance et x permet de compenser les effets des variations de D et du niveau de dopage.

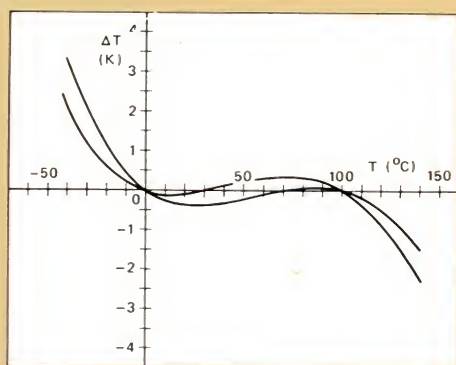
Il en résulte que les capteurs de température au silicium sont généralement fabriqués avec des tolérances $-\Delta R$ et $\Delta\alpha$ très fines, de l'ordre de $\pm 1\%$. Ces tolérances sont intéressantes comparées aux valeurs généralement citées pour les thermistances CTN ($\Delta R = \pm 10\%$ et $\Delta\alpha = \pm 5\%$).

La figure 11 montre l'erreur de température absolue ΔT d'un capteur de température au silicium avec une température de référence (c'est-à-dire la température à laquelle α est défini) de 25 °C. L'erreur minimale se produit à 25 °C, puisqu'à cette température, le seul facteur influant sur ΔT est ΔR . En dehors de cette température, l'influence de $\Delta\alpha$ devient de plus en plus importante et ΔT augmente.

La figure 12 montre l'effet conjugué des tolérances de fabrication et des erreurs de linéarisation pour le capteur KTY81, linéarisé dans la plage de températures de 0 à 100 °C. Cette erreur peut être notablement réduite par le calibrage de la circuiterie additionnelle (amplis opérationnels, circuit de commande, etc.). La figure 13(a) montre l'erreur de température du système avec le circuit de sortie (linéaire) calibré à 50 °C et la figure 13(b) montre l'erreur du même système calibré à 0 et 100 °C.

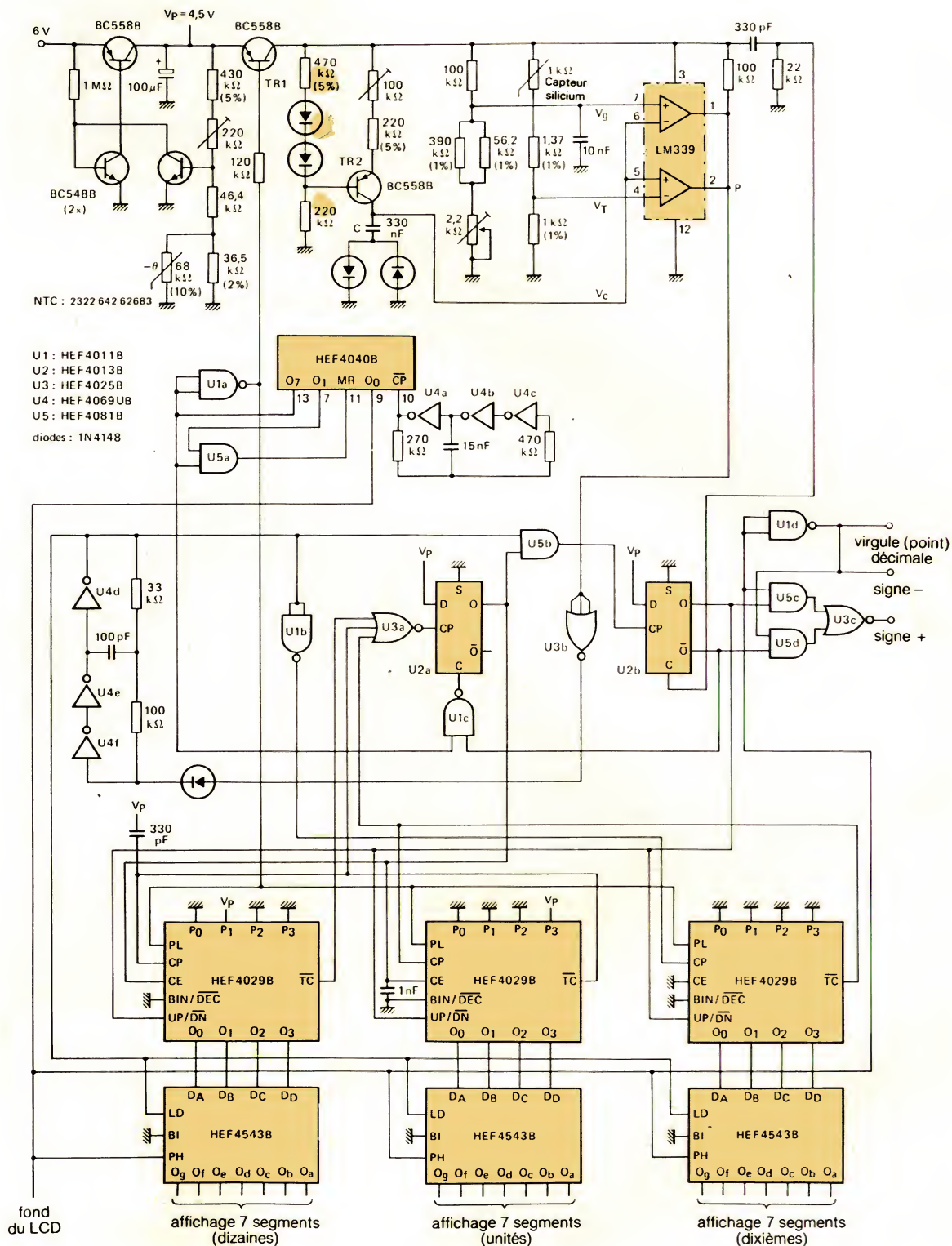


(a)



(b)

Fig. 13. – (a) : erreur de température du système avec circuit de sortie linéaire calibré à 50 °C – (b) : erreur du même système calibré à 0 et 100 °C.



Applications

Circuit pour affichage à cristaux liquides

La figure 14 représente un système qui indique la température au moyen d'un affichage à cristaux liquides. Ce système a une plage de température de -28°C à $+99^{\circ}\text{C}$, avec des incréments de $0,1\text{ K}$ (voir page précédente).

Le circuit utilise trois compteurs BCD HEF4029B, connectés chacun à un circuit de commande de LCD 7 segments HEF4543B. La fréquence d'horloge des compteurs (100 kHz) est produite par trois des inverseurs d'un HEF4069UB. Le circuit comprend un comparateur de tension LM339 fournissant une impulsion dont la durée varie avec la température.

Le circuit est alimenté par une source de tension constante ($4,2\text{ V}$) via un transistor de commutation Tr_1 . Ce dernier est commandé par une impulsion de 1 Hz produite par un compteur binaire HEF4040B (129 Hz). Cette impulsion active également les compteurs, faisant en sorte que la tension d'alimentation soit appliquée au circuit pendant une fraction de chaque seconde. Ce montage limite le courant total absorbé à $200\text{ }\mu\text{A}$ environ, ce qui permet le fonctionnement de l'appareil sur quatre piles-torches de $1,5\text{ V}$.

Fonctionnement du circuit

Le comptage démarre au début de chaque impulsion de 1 Hz , déclenchant la charge du condensateur C à travers le transistor Tr_2 . Une tension, fonction de la température V_T (fournie par le capteur de température au silicium), est appliquée à la borne 4 du LM339, et une tension de référence constante V_0 (supérieure à V_T) est appliquée à la borne 7. Tandis que C se charge, la tension aux bornes 5 et 6 augmente comme indiqué à la figure 15(a) et produit

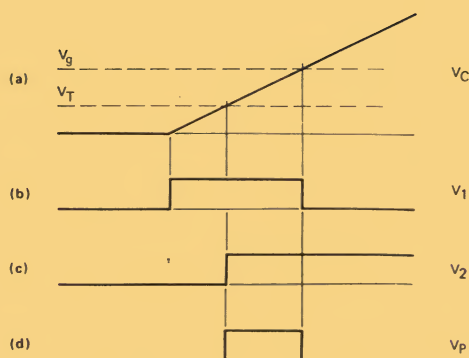


Fig. 15. – Séquences d'impulsions du circuit de la figure 15. L'impulsion finale (V_p) a une durée proportionnelle à la température. Les compteurs en décade HEF4029B ne sont activés que pendant la durée de cette impulsion, de sorte que le résultat affiché par les LCD donne une lecture directe de la température.

(aux bornes 1 et 2) les impulsions représentées aux figures 15(b) et 15(c) ; par conséquent, au point P, l'impulsion est celle de figure 15(d). La durée de cette impulsion finale, qui est proportionnelle à la température, est évaluée par les compteurs puis affichée.

Les compteurs sont prépositionnés à -28°C au début de chaque période de mesure (c'est-à-dire au début de chaque impulsion de 1 Hz) et décomptent jusqu'à 0°C , puis ils se remettent à compter. A la fin de la période de mesure, la valeur est affichée sur les LCD. Auparavant, la valeur positive ou négative de la température aura été indiquée par l'afficheur. Ce dernier est commandé par un signal de 64 Hz fourni par le compteur binaire HEF4040B.

Circuit en pont simple

La figure 16 montre un circuit simple donnant un signal fonction de la température dans la plage de températures de 0 à 100°C . Le capteur au silicium fait partie d'un réseau de ponts auquel est appliquée une tension stabilisée fournie par une diode Zener. Un diviseur de potentiel constitué par R_2 , R_3 et R_4 fixe cette tension à $2,5\text{ V}$ environ. Le circuit emploie un ampli opérationnel NE532 dont la moitié (A_1) sert de transformateur d'impédance, tandis que l'autre moitié (A_2) sert exclusivement d'amplificateur. La sortie s'étend de 0 à 5 V , c'est-à-dire 50 mV/K .

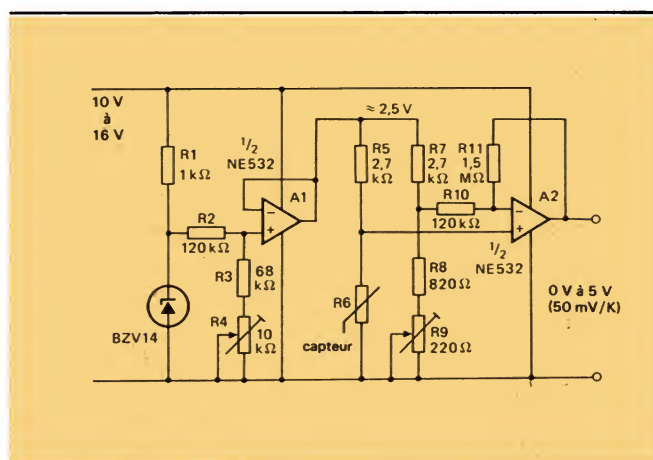


Fig. 16. – Réseau en pont simple donnant un signal fonction de la température entre 0 V et 5 V dans la plage de températures de 0° à 100°C . S'il est correctement calibré, ce montage permet de mesurer la température avec une erreur de moins de $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$.

Le circuit est calibré aux extrêmes limites de sa plage de fonctionnement, d'abord en réglant R_9 pour obtenir une sortie 0 V à 0°C , puis en réglant R_4 pour obtenir 5 V à 100°C . Si la calibration est correcte, l'erreur du circuit, y compris les effets de la tension de saturation de l'étage de sortie A_2 , peut être maintenue à $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$.

A. Petersen
Etude Philips R.T.C.

Pour vos dépannages sur le site LE PLUS PETIT 2 x 15 MHz de



OSCILLOSCOPE 1420

BK PRECISION DYNASCAN CORPORATION

- Utilisable à 20 MHz
- 10 mV/division
- Se loge dans un attaché-case ordinaire (8,9 cm de haut) x 22 x 30 cm
- Alimentation par batterie incorporée et sur secteur
- Séparateur synchro vidéo
- Base de temps 18 positions étalonnées
- Déclenchement TV lignes et trames
- X 10 —
- X Y, axe X sur canal B
- 3,6 kg seulement

AUTRES PRODUCTIONS

- FREQUENCEMETRES - COMPTEURS
- GENERATEURS DE FONCTIONS
- ANALYSEURS LOGIQUES
- ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATIONS ININTERRUPTIBLES

- CONTROLEURS TRANSISTORS EN CIRCUIT
- TRANSISTOR METRES
- CAPACIMETRES
- GENERATEURS D'IMPULSIONS

— Catalogue sur demande —

BLANC MECA ELECTRONIQUE

FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN

Tél. (54) 37.09.80 - Télex 750446

SERVICE-LECTEURS N° 3

USHIO *l'autre fournisseur de lampes*

**Lampes à arc
Hg et Xe**

**Lampes
halogènes**

- pour la micro-électronique,
de 75 à 3500 Watts
- durée de vie accrue
- prix très concurrentiels

documentation sur demande



ORIEL S.A.R.L.

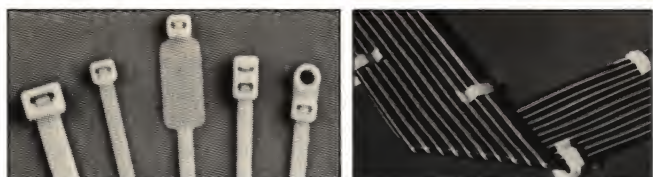
7, rue Titon 75011 PARIS
tél. : (1) 371.00.60 Télex : 211558 F

SERVICE-LECTEURS N° 4

FIXATIONS CABLES



**UNE NOUVELLE
GÉNÉRATION
D'ACCESSOIRES
ET DE PROCÉDÉS
POUR UNE PARFAITE
MAÎTRISE
DES PROBLÈMES
DE CABLAGE**

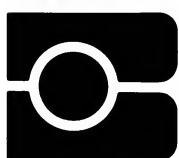


COLLIERS - BRIDES - ATTACHES - CLIPS
MANCHONS ISOLANTS - LIGATURES - SYSTÈMES
D'ASSEMBLAGE ET DE DISPATCHING.

GAMME LARGEMENT DIVERSIFIÉE
PROCÉDÉS EXCLUSIFS.

*catalogue gratuit
sur demande*

BRADY



W.H. BRADY
Route d'Ardon
JOUY-LE-POTIER
45370 CLÉRY SAINT-ANDRÉ
Tél. (38) 45.80.65

SERVICE-LECTEURS N° 5

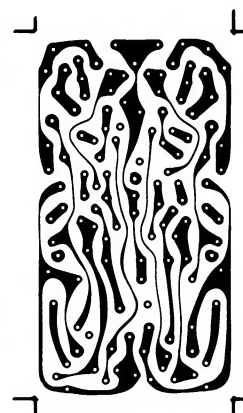
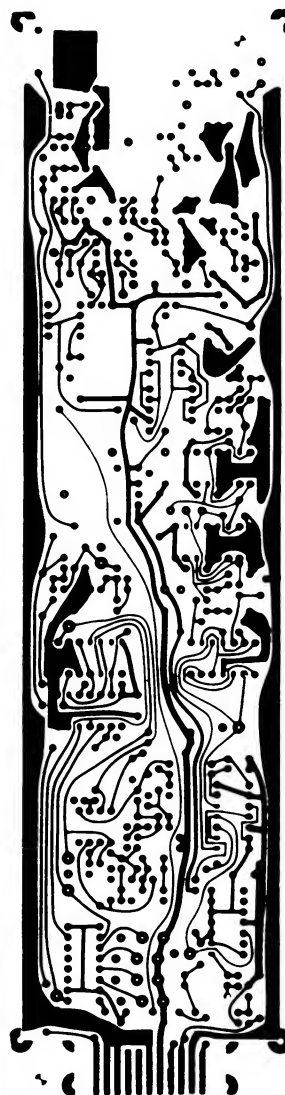


ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

**45 personnes
sur
1 000 m² couvert
à votre service
à 60 mn de Paris**

*Proto classique 48 heures.
Proto métallisé 6 jours.*



Fabrication
industrielle
et professionnelle
de tout circuits
imprimés
simple face.
double face.
classique
et à liaisons
par trous
métallisés.
(Méthode Pattern
uniquement)

25. route d'Orléans. 45610 CHAINGY
Tél. : (38) 88.86.67 lignes groupées.

SERVICE-LECTEURS N° 6

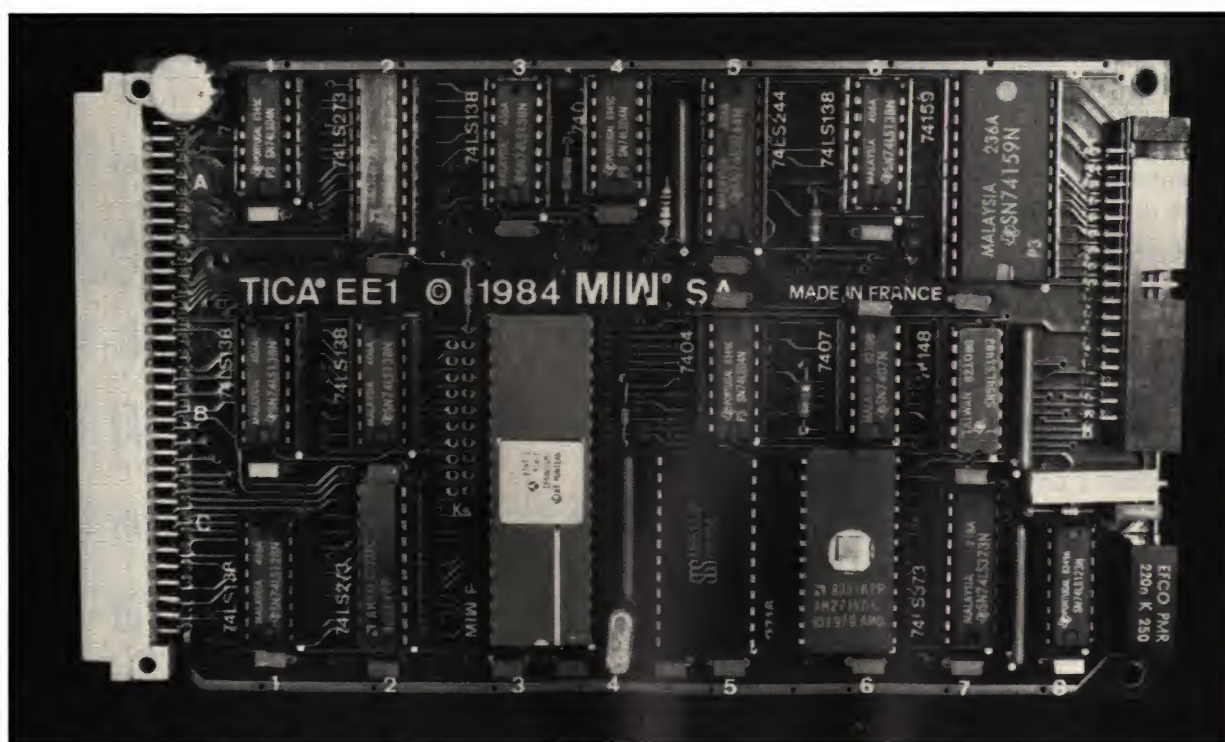
Composants

Découvrez un « super-microprocesseur » (2^e partie)

Dans notre précédent numéro (n° 39 – octobre-novembre 1984), aux pages 71 à 83, nous avons décrit la structure et le fonctionnement du microprocesseur MIW-E, version « habillée » du EF 6805 CT de Thomson-Efcis.

Ce composant servant de support à notre grand critérium d'applications, nous pensons utile de compléter votre information par quelques paragraphes annexes concernant les trois modes de caractères, le dictionnaire du MIW-E et quelques exemples de programmes « utilisateur ».

Vous trouverez au début de ce numéro le bulletin de participation dont la date limite d'envoi est fixée au 15 décembre.



Les 3 jeux de caractères

Comme nous l'avons vu dans notre précédent numéro, le MIW-E contient l'ensemble des générateurs de caractères nécessaires pour les trois configurations : 7 segments, 16 segments et matrice de points.

Voici, en annexe, la reproduction de ces trois jeux de caractères extraits de la notice du microprocesseur.

Le dictionnaire

Le dictionnaire du MIW-E regroupe, sur treize sections (DS 1 à DS 13), toutes les notations mnémotechniques utilisées, avec leur signification précise.

On y trouvera aussi bien les codes des routines du logiciel résident, que les noms des signaux, des drapeaux, ou des paramètres.

Ce dictionnaire est rédigé en anglais : nous n'avons pas voulu le traduire, car cette opération aurait entièrement démantelé la savante correspondance existant entre les mnémotechniques et l'abréviation des explications.

Nous ne doutons pas un seul instant que ceux de nos lecteurs qui auront pu nous suivre jusqu'ici ne soient parfaitement capables de comprendre ce vocabulaire très classique. D'ailleurs, même en français, la plupart des termes de ce dictionnaire sont utilisés sans vergogne dans le monde de l'informatique !

Tout comme les différentes figures illustrant l'article de notre précédent numéro, ce dictionnaire est un **document de référence** qu'il faudra consulter souvent lors des manipulations qui seront menées à même le matériel.

En effet, il serait plus que présomptueux de notre part que de prétendre avoir tout dit sur MIW-E en quelques pages ! Cet article n'a pour vocation que de procéder à un tour d'horizon presque complet des possibilités offertes par ce composant « pas comme les autres ». Nos lecteurs pourront ainsi évaluer la faisabilité des projets qu'ils envisagent de concrétiser sur MIW-E, étant bien entendu qu'une phase de « prise en main » s'imposera au moment de passer à la pratique.

Le jeu de caractères « 7 segments »

x	0x	1x	2x	3x	4x	5x	6x	7x
0	NUL	DLE	SP	0	P	'	p	
1	SOH	DC1	'	1	A	Q	a	q
2	STX	DC2	"	2	B	R	b	r
3	ETX	DC3	=	3	C	S	c	s
4	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	BEL	ETB	.	7	G	W	g	w
8	BS	CAN	(8	H	X	h	x
9	HT	EM)	9	I	Y	i	y
A	LF	SUB	*	:	J	Z	j	z
B	VT	ESC	+	;	K	[k	{
C	FF	FS	,	"	L	"	l	"
D	CR	GS	-	"	H	"	"	"
E	SO	RS	.	"	N	"	n	"
F	SI	US	/	?	0	- cursor	o	DEL

Le jeu de caractères « 16 segments »

x	0x	1x	2x	3x	4x	5x	6x	7x
0	NUL	DLE	SP	0		P	.	p
1	SOH	DC1 PEPRI	,	1	A	Q	a	q
2	STX	DC2 XFIST	-	2	B	R	b	r
3	ETX	DC3	=	3	C	S	c	s
4	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	BS EFBSP	CAN	(8	H	X	h	x
9	HT EFSPC	EM)	9	I	Y	i	y
A	LF EFCLR	SUB	.	:	J JSRU	Z	j	z
B	VT PFPD	ESC	+	;	K		k	
C	FF	FS	,	,	L MLDOT		l	
D	CR EFCRR	GS	-	=	M		m	
E	SO	RS MFCNRM	.		N		n	
F	SI	US MFCNON	/	?	O	cursor	o	DEL

A ce stade, on appréciera la possibilité que présente le système de fonctionner « en solo », sur son seul logiciel résident, tout particulièrement son moniteur et son éditeur.

On se référera alors conjointement aux documents spécifiques MIW-E, at au recueil d'instructions du EF 6805 CT, pour assembler dans la RAM utilisateur de petites routines faisant largement appel aux ressources résidentes.

On découvrira alors que quelques lignes de programme suffisent pour mettre sur pied des applications qui, sur un microprocesseur « nu », auraient nécessité plusieurs K-octets de logiciel. Rien de plus normal, au fond, puisque les 4 K-octets de la ROM interne de MIW-E se comportent comme des « pièces détachées » mises à la disposition du programmeur !

Quelques exemples

Il ne saurait ici être question de présenter ne fût-ce qu'une seule application concrète, car la description des parties matérielle et logicielle exigerait un article entier, sinon davantage.

Nous nous limiterons donc à fournir quelques petits programmes utilisant les seules ressources de MIW-E, et en particulier son afficheur.

Le lecteur familiarisé avec l'assembleur du EF 6805 CT (ou du 6800) sera probablement émerveillé par la simplicité de mise en œuvre de tâches pourtant singulièrement complexes. Puisse cet émerveillement lui donner l'envie de passer lui-même à la pratique, dans le cadre de cette occasion exceptionnelle offerte par *Electronique Application* dans son grand critérium 1984-1985.

Patrick Gueulle

Le jeu de caractères « matrice de points »

x	0x	1x	2x	3x	4x	5x	6x	7x
0	NUL	DLE	SP	0	0	P	'	p
1	SOH	DC1 PFPRT	!	1	A	Q	a	q
2	STX	DC2 XFTST	"	2	B	R	b	r
3	ETX	DC3	=	3	C	S	c	s
4	EOT	DC4	\$ MFCLAD	4	D	T	d	t
5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	BS EFBS	CAN	(8	H	X	h	x
9	HT EFSPC	EM)	9	I	Y	i	y
A	LF EFCRL	SUB	*	:	J MFJSRU	Z	j	z
B	VT PFPD	ESC	+ MFADP1	;	K		k	
C	FF	FS	,		L MFDDT		l	
D	CR EFCRR	GS	- MFADM1	= MFCLDT	M		m	
E	SO	RS NFGNRM	.		N	.	n	
F	SI	US NFGNON	/	?	O	- cursor	o	DEL

MIW®E

60 DICTIONARY

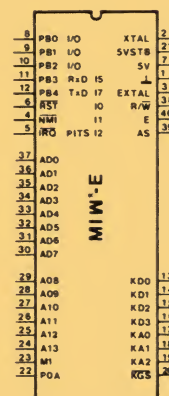
Dictionary Section: DS1

MIW-E PIN CONFIGURATION

DS1

PIN = NOTATION

- 01 = \perp = ground
- 02 = XTAL = crystal
- 03 = EXTAL = External crystal
- 04 = NMI = Non-Maskable Interrupt
- 05 = PITS = Printer Input Timing Signal
- 06 = RST = ReSeT
- 07 = SV = 5V power supply
- 08 = PBO = Port B0 I/O or ext. clock input
- 09 = DTCRD = Port B1 I/O or Data Carrier Det.
- 10 = RCTRC = Port B2 I/O or ReC./Transm. Clock
- 11 = PB3-RxD= Uart Receiver Data
- 12 = PB4-TxD= Uart Transmitter Data
- 13-16 = KD0-KD3= Keyboard Display scanning
- 17-19 = KA0-KA2= Keyboard Address
- 20 = KGS = Keyboard GS
- 21 = SVSTB = Vcc StandBy for ram \$90-\$CF
- 22 = POA = Page 0 Address decoding
- 23 = M1 = opcode fetch
- 24-29 = A08-A13= Address bus
- 30-37 = AD0-AD7= Address/Data bus
- 38 = R/W = Read/Write
- 39 = AS = Address Strobe
- 40 = E = Enable output clock bus synchr.



MIW-E PROGRAMMED FUNCTIONS

DS2

* NORMAL MODE

- \$08- EFBS = Editor Function Back SPace
- \$09- EFSPC = Editor Function SPaCe
- \$0A- EFCRL = Editor Function Clear buffer
- \$0B- PFPD = Printer Function Paper Feed
- \$0D- EFCRR = Editor Function Carriage Return
- \$11- PFPRT = Printer Function PRinT one line
- \$12- XFTST = (General) Function TeST
- \$1F- NFGNON = Normal Funct. Go to MONitor mode

* MONITOR MODE

ASCII SYMBOL:

- \$1E- MFGNRM = Monitor Function Go to NoRMal mode
- \$24- MFCLAD = Monitor Function Clear Address \$
- \$2B- MFADP1 = Monitor Function Address +1 +
- \$2D- MFADM1 = Monitor Function Address -1 -
- \$30- \$39 = hexadecimal characters 0-9
- \$3D- MFCLDT = Monitor Function Clear Data =
- \$41- \$46 = hexadecimal characters A-F
- \$4A- MFJSRU = Monitor Function JSR User J
- \$4C- MFDDT = Monitor Function Load Data L

LE DICTIONNAIRE

* ARITHMETIC ONLY

\$11- AAD	= Arithmetic Addition
\$12- ASB	= Arithmetic Subtraction
\$13- AML	= Arithmetic Multiplication
\$14- ADI	= Arithmetic Division
\$21- ACI	= Arithmetic Conversion Integer
\$22- ACF	= Arithmetic Conversion Fractional
\$31- AIA	= Arithmetic Input in Alpha
\$32- AIB	= Arithmetic Input in Beta
\$41- AOA	= Arithmetic Output from Alpha
\$42- AOB	= Arithmetic Output from Beta
\$51- ASL	= Arithmetic Shift Left
\$52- ASR	= Arithmetic Shift Right

DECODED ADDRESSES used for SCS DS3 (SCS = Special Control Signals)

\$60- A6ONU =
\$61- DMONIA = Display MONitor Information Address
\$62- DND0IA = Display Non Decoded Only Inf. Addr.
\$63- DNDLOA = Display Non Dec. Line 0 inf. Addr.
\$64- D7SLOA = D. dec. 7 Segm. Line 0 inf. Addr.
\$65- XINPEA = (General) INPut buffer Enable Addr.
\$66- XOUTEA = (General) OUTput buffer Enable Addr.
\$67- POTCEA = Printer Out. dot Column Enable Addr.

\$68- A68NU =
\$69- DNDLIA = Display Non Dec. Line 1 inf. Addr.
\$6A- D7SLIA = D. dec. 7 Segm. Line 1 inf. Addr.
\$6B- D16LOOA = D. 16 segm. Line 0 byte 0 inf. Addr.
\$6C- D16LOIA = D. 16 segm. Line 0 byte 1 inf. Addr.
\$6D- D16LIOA = D. 16 segm. Line 1 byte 0 inf. Addr.
\$6E- D16LIIA = D. 16 segm. Line 1 byte 1 inf. Addr.
\$6F- A6FNU =

\$70- A7ONU =
\$71- DML0C1A = D. dot Matrix Line 0 Column 1 Addr.
\$72- DML0C2A = D. dot Matrix Line 0 Column 2 Addr.
\$73- DML0C3A = D. dot Matrix Line 0 Column 3 Addr.
\$74- DML0C4A = D. dot Matrix Line 0 Column 4 Addr.
\$75- DML0C5A = D. dot Matrix Line 0 Column 5 Addr.
\$76- DMIFCLA = D. dot Matrix Information CLear Addr.
\$77- DMDCPSA = D. dot Matrix DiGit PoSition Addr.

\$78- A78NU =
\$79- DML1C1A = D. dot Matrix Line 1 Column 1 Addr.
\$7A- DML1C2A = D. dot Matrix Line 1 column 2 Addr.
\$7B- DML1C3A = D. dot Matrix Line 1 Column 3 Addr.
\$7C- DML1C4A = D. dot Matrix Line 1 Column 4 Addr.
\$7D- DML1C5A = D. dot Matrix Line 1 Column 5 Addr.
\$7E- DMCRSTA = D. dot Matrix Counter ReSeT Addr.
\$7F- A7FNU =

(\$E8) DKP DISPLAY and KEYBOARD PARAMETERS DS4

0- DMNINH = Display of MoNitor INHibited
1- DN7INH = D. of Non dec. and 7 segm. dec. INHib.
2- D16INH = Display of 16 segment decoded INHibit.
3- DOMINH = Display of Dot Matrix INHibited
4- DDM2SP = D. of Dot Matrix double (2) SPeed scan
5- KARINH = Keyboard Auto Repeat INHibit
6- KTRATO = Keyboard Translat. Table 0 operational
7- KINTI2 = Keyboard INhibit of Tables 1 and 2

(\$E9) PP PRINTER PARAMETERS DS5

0- PUCG/N = Printer User Character Generator/Not
1- PUPF/N = Printer User def. Paper Feed param/Not
2- PGRA/N = Print GRaphic / Normal
3- PUPD/N = Print UPside-Down / Normal
4- PNEG/N = Print NEgative / Normal
5- PENL/N = Print ENLarged / Normal
6- PRED/N = Print RED coloured / Normal
7- PIPF/N = Print with INhibited Paper Feed/Normal

(\$EA) UP UART PARAMETERS DS6

0- UDINE = Uart Data INput Enable (pin PB3)
1- UDODT = Uart Data Carrier DeTecton (pin PB1)
2- UDOTE = Uart Data OuTput Enable (pin PB4)
3- UFRD3 = Uart FoRmat Definition bit 3 (Fig 49.2)
4- UFRD4 = Uart FoRmat Definition bit 4 (Fig 49.2)
5- UFRD5 = Uart FoRmat Definition bit 5 (Fig 49.2)
6- UTITE = Uart Transmitter INterrupt Enable
7- URITE = Uart Receiver INterrupt Enable

(\$EB) XP GENERAL PARAMETERS DS7

0- KIRTUN = Keyboard Inp. Routed To Uart N. logic
1- UIRTFN = Uart Input Routed To Uart Neg. logic
2- UIRTFN = Uart Inp. Routed To int. Funct. N. log
3- TSTRUN = TeSt funct. Routed To Uart Neg. logic
4- XPNUA =
5- XPNUS =
6- ERL/LR = Editor inp Right to Left/Left to Right
7- XONVAC = (General) Only one (1) Action

(\$EC) AP ARITHMETIC PARAMETERS DS8

0- ALEOP0 = Arithm. Length of Ext. Operand bit 0
1- ALEOP1 = Arithm. Length of Ext. Operand bit 1
2- ALEOP2 = Arithm. Length of Ext. Operand bit 2
3- APNU3 =
4- AFMD/B = Arithmetic FoRmat Decimal / Binary
5- ACDA/B = Arithmetic CoDec in Ascii / Binary
6- AZLD/N = Arithm. Zero Leading/Not (blank lead.)
7- APNU7 =

(\$EE) XOUTC GENERAL OUTPUT CONTROL (L. ADDR \$66) DS9

0- XONU0 =
1- XONU1 =
2- XONU2 =
3- XONU3 =
4- BUZZCN = BUZZer Control Negative logic
5- PRBCCT = Printer RiBbon Colour ConTrol
6- PPFDCT = Printer Paper FeEd ConTrol
7- PMOTCT = Printer MoTOr ConTrol

XINPC GENERAL INPUT CONTROL (LATCH ADDR \$65) DS10

0- KREPCN = Keyboard REPeat Control Neg. logic
1- KTTIEN = Keyboard Transl. Table 1 Enable N.l.
2- KTTZEN = Keyboard Transl. Table 2 Enable N.l.
3- XINUJ =
4- XINU4 =
5- XINUS =
6- PRDRLD = Printer ReEd ReLay DeTecton
7- PRL/LR = Printer Right Left/Left-Right deTect.

(\$F0) IND INDICATOR BYTE DS11

0- IXUPPR = (General) User Program Present
1- IMON/N = MoNitor mode / Normal mode
2- IMUS/N = Monitor mode User Subroutine / Not
3- IXTEST = (General) TEST
4- IUOFFF = Uart Output FiFo Full
5- IUIECR = Uart Input Char. ERror (set only)
6- IATROV = Arithmetic TRansfer OverFlow
7- IAOPOV = Arithmetic OPeration OverFlow

INTERNAL RAM PARAMETER BYTES DS12

\$120- DN00A = D. Non dec. Only Origin Addr. (rel.)
\$121- DN70A = D. Non dec. and dec. 7 segm. O.A (r)
\$122- D160A = D. dec. 16 segm. Origin Addr. (rel.)
\$123- DDM0A = D. Dot Matrix Origin Addr. (rel.)
\$124- DDMLS = Display Dot Matrix Length of String
\$125- EDT0A = EDitor Origin Address (relative)
\$126- EDTLS = EDitor Length of String
\$127- PRH0A = PRinter High Origin Addr. (absolute)
\$128- PRL0A = PRinter Low Origin Addr. (absolute)
\$129- PRTL5 = PRinter Length of String

USER PROGRAM PARAMETER BYTES (Uppb) DS13

\$1000- URCHMA = Uppb Recognition Character M Ascii
\$1001- URCHMC = Uppb Recogn. Char. M Compl. ascii
\$1002- UPGCPA = Uppb Pr. Char. Gener. Page Addr.
\$1003- UPGCNC = Uppb Pr. Char. Gener. Numb. Chars.
\$1004- UPGCSC = Uppb Pr. Char. Gener. Start. Char.
\$1005- UPPFLS = Uppb Pr. Paper Feed Length Signal

\$1100- UKT0SA = Uppb Key Table 0 Start Address
\$1180- UKT1SA = Uppb Key Table 1 Start Address
\$1200- UKT2SA = Uppb Key Table 2 Start Address

```

00010 00001      * 22.10.84 - UEF4
00020 00002      *****
00030 00003      * MIW-E (C)84 EXEMPLE PROG UTILISATEUR *
00040 00004      *****
00050 00005
00060 00006      OPT      NOP
00070 00007
00080 00008      *****
00090 00009      * MIW-E (C) COPYRIGHT 1984 IOAN MONTANE*
00100 00010      *****
00110 00011
00120 00012      *****
00130 00013      * CARACTERISTIQUES DU PROGRAMME MIW-E *
00140 00014      *-----*
00150 00015
00160 00016A 3000      ORG      $3000
00170 00017
00180 00018      *****
00190 00019      * POINTS D'ENTREES ET TABLE D'INTERFACE*
00200 00020      *****
00210 00021
00220 00022      *-----*
00230 00023      *          NOMS D'ENTREES          X      A
00240 00024A 3000      0003      A PMIWE  RMB      3      Passif      -      -
00250 00025A 3003      0003      A EMIWE  RMB      3      Editeur      -      CC
00260 00026A 3006      0003      A FMIWE  RMB      3      Fonction      -      CC
00270 00027A 3009      0003      A MMIWE  RMB      3      Moniteur      -      CC
00280 00028A 300C      0003      A OMIWE  RMB      3      sort,uart      -      CC
00290 00029A 300F      0003      A AMIWE  RMB      3      Arithmet      AD      CD
00300 00030      *CC=CoDe (CD) or Caractere      AD=ADdress
00310 00031
00320 00032A 0090      ORG      $0090
00330 00033
00340 00034      *-----*
00350 00035      * ORGANISATION DE LA RAM INTERNE *
00360 00036      *-----*
00370 00037
00380 00038A 0090      0040      A UAR1  RMB      64      RAM dispo.pr.util
00390 00039
00400 00040A 00D0      0010      A ASA  RMB      16      zn.travail Arithm
00410 00041
00420 00042A 00E0      0001      A R0   RMB      1      R0 - R6 registres
00430 00043A 00E1      0001      A R1   RMB      1      generaux utilises
00440 00044A 00E2      0001      A R2   RMB      1      par le progiciel
00450 00045A 00E3      0001      A R3   RMB      1      MIW-E et le progr
00460 00046A 00E4      0001      A R4   RMB      1      utilisateur
00470 00047A 00E5      0001      A R5   RMB      1
00480 00048A 00E6      0001      A R6   RMB      1
00490 00049A 00E7      0001      A RCH  RMB      1      rgistre interface
00500 00050
00510 00051A 00E8      0001      A DKP  RMB      1      param.affic.clavr
00520 00052A 00E9      0001      A PP   RMB      1      param.impression
00530 00053A 00EA      0001      A UP   RMB      1      param.Uart
00540 00054A 00EB      0001      A XP   RMB      1      param.generaux
00550 00055A 00EC      0001      A AP   RMB      1      param.Arithmtique
00560 00056
00570 00057A 00ED      0001      A ADP  RMB      1      virg.Arithm.decim
00580 00058A 00EE      0001      A XOUTC RMB      1      sort. de commande
00590 00059A 00EF      0001      A MDND RMB      1      byte aff.N.D Mon.
00600 00060A 00F0      0001      A IND  RMB      1      byte INDicateur
00610 00061A 00F1      0001      A MDATA RMB      1      donnees Moniteur
00620 00062
00630 00063A 00F2      002E      A MIWEH RMB      46      reserve au MIW-E
00640 00064
00650 00065A 0120      0001      A DN00A RMB      1      RAM interne avec
00660 00066A 0121      0001      A DN70A RMB      1      parametres
00670 00067A 0122      0001      A D160A RMB      1      voir DS12
00680 00068A 0123      0001      A DDMOA RMB      1
00690 00069A 0124      0001      A DDMLS RMB      1
00700 00070A 0125      0001      A EDT0A RMB      1
00710 00071A 0126      0001      A EDTLS RMB      1
00720 00072A 0127      0001      A PRHOA RMB      1
00730 00073A 0128      0001      A PRLOA RMB      1
00740 00074A 0129      0001      A PRTLS RMB      1
00750 00075
00760 00076A 012A      0040      A UAR2  RMB      64      RAM dispo.pr.util
00770 00077
00780 00078A 016A      0016      A SPA  RMB      22      pointeur de pile
00790 00079

```


00800	00080					*****
00810	00081					* Fonctions executees par MIW-E *
00820	00082					*****
00830	00083					
00840	00084					* MODE NORMAL
00850	00085					
00860	00086	0008	A	EFBSP EQU \$08	EF	Esp. arriere
00870	00087	0009	A	EFSPC EQU \$09	EF	Espace avant
00880	00088	000A	A	EFCLR EQU \$0A	EF	Eff.zn edit.
00890	00089	000B	A	PFPFD EQU \$0B	PF	avance papier
00900	00090	000D	A	EFCRR EQU \$0D	EF	ret. chariot
00910	00091	0011	A	PFPRT EQU \$11	PF	imp. ligne
00920	00092	0012	A	XFTST EQU \$12	XF	TeST general
00930	00093	001F	A	NFGMON EQU \$1F	NF	ent.rg MONit.
00940	00094					
00950	00095					* MODE MONITEUR
00960	00096					
00970	00097	001E	A	MFGNRM EQU \$1E	MF	ret.rg NoRMal
00980	00098	0024	A	MFCLAD EQU \$24	\$ MF	eff. Adresse
00990	00099	002B	A	MFADP1 EQU \$2B	+ MF	incr. Adresse
01000	00100	002D	A	MFADM1 EQU \$2D	- MF	decr. Adresse
01010	00101					
01020	00102					* \$30-\$39 = caracteres hexadecimal 0-9
01030	00103	003D	A	MFCLDT EQU \$3D	= MF	effac. donn.
01040	00104					
01050	00105					* \$41-\$46 = caracteres hexadecimal A-F
01060	00106	004A	A	MFJSRU EQU \$4A	J MF	st subr Util
01070	00107	004C	A	MFLDDT EQU \$4C	L MF	charg. donn.
01080	00108					
01090	00109					* ARITHMETIQUE
01100	00110					
01110	00111	0011	A	AAD EQU \$11	A	ADdition
01120	00112	0012	A	ASB EQU \$12	A	Soustraction
01130	00113	0013	A	AML EQU \$13	A	Multiplicat.
01140	00114	0014	A	ADI EQU \$14	A	Division
01150	00115	0021	A	ACI EQU \$21	A	Conv.entiere
01160	00116	0022	A	ACF EQU \$22	A	Conv. Fract.
01170	00117	0031	A	AIA EQU \$31	A	ent.en Alpha
01180	00118	0032	A	AIB EQU \$32	A	ent.en Beta
01190	00119	0041	A	AOA EQU \$41	A	sort.d'Alpha
01200	00120	0042	A	AOB EQU \$42	A	sort.de Beta
01210	00121	0051	A	ASL EQU \$51	A	decal.gauche
01220	00122	0052	A	ASR EQU \$52	A	decal. droit
01230	00123					
01240	00124					
01250	00125					* CODES envoyes par la sortie de VART
01260	00126					*CUIFF \$0C fifo d'ent.de l'Uart plein
01270	00127					*CUIFE \$13 fifo d'ent.de l'Uart vide
01280	00128					*CUIER \$18 code reçu errone
01290	00129					
01300	00130A 1000			ORG \$1000		
01310	00131					
01320	00132					*****
01330	00133					*BYTES PARAMETRIQUES & POINTS D'ENTREES*
01340	00134					*****
01350	00135					*BYTES PARAMETRIQUES DU PRG UTILISATEUR*
01360	00136					*****
01370	00137					
01380	00138					* byte Recon.du Caract. "M" Ascii !DS13
01390	00139A 1000	4D	A	URCHMA FCB \$4D		
01400	00140					
01410	00141					* byte Recon.du Caractere "M" Complement
01420	00142A 1001	B2	A	URCHMC FCB \$B2		
01430	00143					
01440	00144					* byte adres. page du Generat. de caract
01450	00145A 1002	13	A	UPCGPA FCB	UPCGH	
01460	00146					
01470	00147					* byte nomb de Caract du Generat. exter.
01480	00148A 1003	02	A	UPCGNC FCB \$02		
01490	00149					
01500	00150					* byte Premier Caract du Generat. exter.
01510	00151A 1004	80	A	UPCGSC FCB \$80		
01520	00152					
01530	00153					* byte long. du signal d'avance papier
01540	00154A 1005	FA	A	UPPFLS FCB 250	Act qud PUPF/N=1	
01550	00155					
01560	00156					*orig.de la table transcd. 0 =\$1100 UKT0
01570	00157					*orig.de la table transcd. 1 =\$1180 UKT1
01580	00158					*orig.de la table transcd. 2 =\$1200 UKT2
01590	00159					

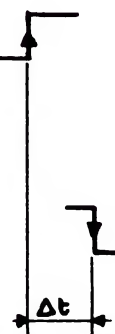
01600	00160A	1010		ORG	\$1010
01610	00161				
01620	00162				
01630	00163			*****	
01640	00164			* POINTS D'ENTREES DU PGR UTILISATEUR *	
01650	00165			*****	
01660	00166				
01670	00167			* ! ATTENTION !	
01680	00168			* Entrees 1-6,8 uniq. pr extens. special	
01690	00169			* Entrees 9,10,11 l'utilisation de	
01700	00170			* " JSR xMIWE " se fait uniquement avec	
01710	00171			* XON1AC = 1	
01720	00172			* Entrees 7,9,12 pour prog. utilisateur	
01730	00173				
01740	00174A	1010	81	*1. Entr. pr. acces au Vect. Int. sOrt. Uart	
01750	00175A	1011	81	EU0IV RTS or JMP U0IV	
01760	00176A	1012	81	RTS	
01770	00177			RTS	
01780	00178				
01790	00179			*2. Entr. pr. acces au Vect. Int. du Timer.	
01800	00180			* Util par MIW-E pr clavier et affichage	
01810	00181A	1013	81	ETHIV RTS or JMP THIV	
01820	00182A	1014	81	RTS	
01830	00183A	1015	81	RTS	
01840	00184				
01850	00185				
01860	00186			*3. Entr. pr. acces au Vect. Int. entr. Uart	
01870	00187A	1016	81	EU1IV RTS or JMP U1IV	
01880	00188A	1017	81	RTS	
01890	00189A	1018	81	RTS	
01900	00190				
01910	00191				
01920	00192			*4. Entree pr. acces au Vect. Int. du	
01930	00193			* logiciel. Non utilise par le MIW-E	
01940	00194A	1019	81	ESWIV RTS or JMP SWIV	
01950	00195A	101A	81	RTS	
01960	00196A	101B	81	RTS	
01970	00197				
01980	00198				
01990	00199			*5. Entr. pr acces au Vecteur Int. du	
02000	00200			* Port C. Non utilise par MIW-E	
02010	00201A	101C	81	EPCIV RTS or JMP PCIV	
02020	00202A	101D	81	RTS	
02030	00203A	101E	81	RTS	
02040	00204				
02050	00205				
02060	00206			*6. Entr. pr. acces au Vecteur Int. EXterne	
02070	00207			* Util. par MIW-E pr. commande imprimante	
02080	00208A	101F	81	EEXIV RTS or JMP EXIV	
02090	00209A	1020	81	RTS	
02100	00210A	1021	81	RTS	
02110	00211				
02120	00212				
02130	00213			*7. Entr. pr acces au Vect Int. Non Masq.	
02140	00214			* Non utilise par le MIW-E	
02150	00215A	1022	81	ENMIV RTS or JMP NMIV	
02160	00216A	1023	81	RTS	
02170	00217A	1024	81	RTS	
02180	00218				
02190	00219				
02200	00220			*8. Entr. pr acces au Vect Int. de ReSet	
02210	00221A	1025	81	ERSTV RTS or JMP RSTV	
02220	00222A	1026	81	RTS	
02230	00223A	1027	81	RTS	
02240	00224				
02250	00225				
02260	00226			*9. Entr. pr acces au fifo de la sOrt. Uart	
02270	00227A	1028	81	EU0T RTS or JMP U0T	
02280	00228A	1029	81	RTS	
02290	00229A	102A	81	RTS	
02300	00230				
02310	00231				
02320	00232			*10. Entr. pr acces au fifo de l'entr. Uart	
02330	00233A	102B	CC 1034	A EUVIN JMP UIN or RTS RTS RTS	
02340	00234				
02350	00235			*11. Entree pour acces au fifo clavier	
02360	00236A	102E	CC 1040	A EKEY JMP KEY or RTS RTS RTS	
02370	00237				
02380	00238			*12. Entree pour la boucle utilisateur	
02390	00239A	1031	CC 10A3	A ELOOP JMP LOOP or RTS RTS RTS	


```

02400 00240
02410 00241
02420 00242
02430 00243
02440 00244
02450 00245
02460 00246
02470 00247
02480 00248
02490 00249
02500 00250
02510 00251
02520 00252
02530 00253
02540 00254
02550 00255A 1034 01 EE 06 103D VIN1 BRCLR 0,XOUTC,VINF FUIRED
02560 00256
02570 00257A 1037 1E EB A VIN2 BSET 7,XP XON1AC
02580 00258
02590 00259A 1039 CD 3003 A VIN3 JSR EMIWE >>>>>>
02600 00260A 103C 4F CLRA
02610 00261
02620 00262A 103D 1F EB A VINF BCLR 7,XP XON1AC
02630 00263A 103F 81 RTS Retour au MIW-E
02640 00264
02650 00265
02660 00266
02670 00267
02680 00268
02690 00269
02700 00270
02710 00271A 1040 1E EB A KEY1 BSET 7,XP XON1AC
02720 00272
02730 00273
02740 00274
02750 00275
02760 00276
02770 00277
02780 00278
02790 00279
02800 00280
02810 00281
02820 00282
02830 00283
02840 00284A 1042 A1 01 A KEY10 CMP $$01 code clavier $01
02850 00285A 1044 26 08 104E BNE KEY20
02860 00286
02870 00287A 1046 B6 EE A KEY11 LDA XOUTC
02880 00288A 1048 A8 01 A EOR $$00000001 FUIRED
02890 00289A 104A B7 EE A STA XOUTC
02900 00290A 104C 20 51 109F BRA KEYF2
02910 00291
02920 00292
02930 00293
02940 00294
02950 00295
02960 00296
02970 00297
02980 00298A 104E A1 02 A KEY20 CMP $$02 code clavier $02
02990 00299A 1050 26 16 1068 BNE KEY30
03000 00300
03010 00301A 1052 A6 4D A KEY21 LDA #'M
03020 00302A 1054 CD 300C A JSR OMIWE >>>>>> M
03030 00303
03040 00304
03050 00305A 1057 A6 49 A LDA #'I
03060 00306A 1059 CD 300C A JSR OMIWE >>>>>> I
03070 00307
03080 00308
03090 00309A 105C A6 57 A LDA #'W
03100 00310A 105E CD 300C A JSR OMIWE >>>>>> W
03110 00311
03120 00312
03130 00313A 1061 A6 45 A LDA #'E
03140 00314A 1063 CD 300C A JSR OMIWE >>>>>> E
03150 00315
03160 00316
03170 00317A 1066 20 37 109F BRA KEYF2

```

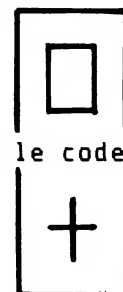
03180	00318								
03190	00319								
03200	00320								
03210	00321								
03220	00322								
03230	00323								
03240	00324								
03250	00325								
03260	00326								
03270	00327								
03280	00328								
03290	00329								
03300	00330								
03310	00331								
03320	00332								
03330	00333								
03340	00334								
03350	00335								
03360	00336A	1068	A1	03	A KEY30	CMP	#\$03	code clavier \$03	
03370	00337A	106A	26	34	10A0	BNE	KEYF		
03380	00338								
03390	00339								
03400	00340A	106C	B6	CE	A KEY31	LDA	\$CE	AP initial modif.	
03410	00341A	106E	B7	EC	A	STA	AP	a l'aide du monit	
03420	00342								
03430	00343								
03440	00344A	1070	A6	80	A KEY32	LDA	#\$80	ADP initial	
03450	00345A	1072	B7	ED	A	STA	ADP		
03460	00346								
03470	00347								
03480	00348A	1074	A6	31	A KEY33	LDA	#AIA	Charg. zn. Alpha	
03490	00349A	1076	AE	0A	A	LDX	#10	Adresse relative	
03500	00350A	1078	CD	300F	A	JSR	AMIWE	operande 1	
03510	00351								
03520	00352								
03530	00353A	107B	A6	32	A KEY34	LDA	#AIB	Charg. zone Beta	
03540	00354A	107D	AE	14	A	LDX	#20	Adresse relative	
03550	00355A	107F	CD	300F	A	JSR	AMIWE	operande 2	
03560	00356								
03570	00357								
03580	00358A	1082	14	03	A KEY35	BSET	2,\$03	frnt pos.patte 10	
03590	00359								
03600	00360								
03610	00361A	1084	B6	CF	A KEY36	LDA	\$CF	Charg. fonction	
03620	00362A	1086	AE	00	A	LDX	#00	Adr.de l'oper.ext	
03630	00363A	1088	CD	300F	A	JSR	AMIWE	Execution fonct.	
03640	00364								
03650	00365								
03660	00366A	108B	15	03	A KEY37	BCLR	2,\$03	Frnt neg.patte 10	
03670	00367								
03680	00368								
03690	00369A	108D	A6	41	A KEY38	LDA	#AOA	Sort.de zn. Alpha	
03700	00370A	108F	AE	2A	A	LDX	#42	Adresse relative	
03710	00371A	1091	CD	300F	A	JSR	AMIWE	resultat 1	
03720	00372								
03730	00373								
03740	00374A	1094	A6	42	A KEY39	LDA	#AOB	Sort.de zone Beta	
03750	00375A	1096	AE	34	A	LDX	#52	Adresse relative	
03760	00376A	1098	CD	300F	A	JSR	AMIWE	resultat 2	
03770	00377								
03780	00378								
03790	00379A	109B	B6	EC	A KEY40	LDA	AP	Affic. AP en MDND	
03800	00380A	109D	B7	EF	A	STA	MDND		
03810	00381								
03820	00382								
03830	00383A	109F	4F		KEYFZ	CLRA			
03840	00384								
03850	00385								
03860	00386A	10A0	1F	EB	A KEYF	BCLR	7,XP	XON1AC	
03870	00387A	10A2	81			RTS		Retour au MIW-E	
03880	00388								
03890	00389								



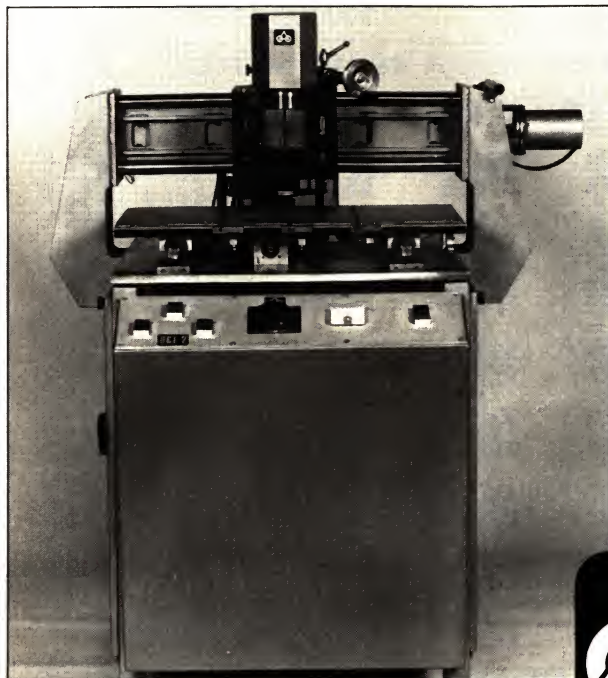

```

03900 00390
03910 00391          10A3      A  LOOP   EQU   *          BOUCLE PRINCIPALE
03920 00392
03930 00393          *-----*
03940 00394          * EX. 4 Redefinition des Parametres
03950 00395A 10A3 12 EB      A  LOOP0  BSET   1,XP      UIRTUN (PAS ECHO)
03960 00396
03970 00397A 10A5 A6 20      A  LOOP1  LDA    #32
03980 00398A 10A7 C7 0124    A          STA    DDMLS      DS12
03990 00399
04000 00400A 10AA A6 3E      A  LOOP2  LDA    #62
04010 00401A 10AC C7 0126    A          STA    EDTLS      DS12
04020 00402A 10AF A6 0A      A          LDA    #EFCLR
04030 00403A 10B1 CD 3006    A          JSR    FMIWE      >>>>>>
04040 00404
04050 00405A 10B4 A6 10      A  LOOP3  LDA    #$10
04060 00406A 10B6 B7 E8      A          STA    DKP        DS4
04070 00407
04080 00408A 10B8 A6 14      A  LOOP4  LDA    #ADI      DS2
04090 00409A 10BA B7 CF      A          STA    $CF      fonction initiale
04100 00410
04110 00411A 10BC A6 37      A  LOOP5  LDA    #%00110111
04120 00412A 10BE B7 EC      A          STA    AP        DS8
04130 00413A 10C0 B7 CE      A          STA    $CE      AP Initial
04140 00414          *>>>>>>
04150 00415A 10C2 CD 3000    A  LOOP10 JSR    PMIWE
04160 00416
04170 00417          10C5      A  LOOP11 EQU   *          BOUCLE PRINCIPALE
04180 00418
04190 00419A 10C5 20 FB      10C2 LOOPF BRA    LOOP10 >>>>>>
04200 00420
04210 00421          *-----*
04220 00422          * TABLE DE TRANSCODAGE DU CLAVIER *
04230 00423          *-----*
04240 00424
04250 00425A 1100          ORG    $1100      *****UKT0*****
04260 00426
04270 00427A 1100 30      A      FCB    $30      PR CODE 00 ->$30
04280 00428A 1101 38      A      FCB    $38      PR CODE 01 ->$38
04290 00429          *      ...      et ainsi pour 128 bytes
04300 00430
04310 00431A 1180          ORG    $1180      *****UKT1*****
04320 00432
04330 00433A 1180 40      A      FCB    $40      PR CODE 00 ->$40
04340 00434A 1181 41      A      FCB    $41      PR CODE 01 ->$41
04350 00435A 1182 42      A      FCB    $42      PR CODE 02 ->$42
04360 00436          *      ...      et ainsi pour 128 bytes
04370 00437
04380 00438A 1200          ORG    $1200      *****UKT2*****
04390 00439
04400 00440A 1200 50      A      FCB    $50      PR CODE 00 ->$50
04410 00441A 1201 51      A      FCB    $51      PR CODE 01 ->$51
04420 00442A 1202 52      A      FCB    $52      PR CODE 02 ->$52
04430 00443          *      ...      et ainsi pour 128 bytes
04440 00444
04450 00445A 1300          ORG    $1300
04460 00446
04470 00447          *****
04480 00448          *generat.de caract.UTIL.POUR IMPRIMANTE*
04490 00449          *-----*
04500 00450          1300      A  UPGC   EQU   *
04510 00451          0013      A  UPGCH  EQU   UPGC!>8
04520 00452
04530 00453          * generateur de caract. pour le code $80-
04540 00454A 1300 7F      A      FCB    %01111111
04550 00455A 1301 41      A      FCB    %01000001
04560 00456A 1302 5D      A      FCB    %01011101
04570 00457A 1303 55      A      FCB    %01010101
04580 00458A 1304 5D      A      FCB    %01011101
04590 00459A 1305 41      A      FCB    %01000001
04600 00460          * generateur de caract. pour le code $81
04610 00461A 1306 41      A      FCB    %01000001
04620 00462A 1307 49      A      FCB    %01001001
04630 00463A 1308 5D      A      FCB    %01011101
04640 00464A 1309 49      A      FCB    %01001001
04650 00465A 130A 41      A      FCB    %01000001
04660 00466A 130B 7F      A      FCB    %01111111
04670 00467
04680 00468          END
TOTAL ERRORS 00000--00000

```



originalité française



machine à détourer à commande numérique

- Une tête
- Programmation par clavier
- Maintien des pièces en fin de détourage
- Blocage pneumatique des pions de "locating"
- Mémoire statique 1000 pas programme
- Vitesse de broche réglable : jusqu'à 35 000 t/min.
- 5 avances de fraisage : jusqu'à 1 200 mm/min.



Options :

- rainurage des C.I. rigides et flex rigides
- mémoire à cassette
- caméra de positionnement
- système de "contourning"

ATELIER D'OUTILLAGE ORLÉANAIS

226, faubourg Saint-Vincent - 45000 Orléans - Tél. : (38) 86.48.60

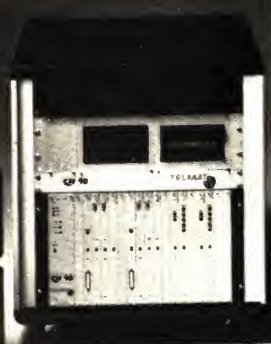
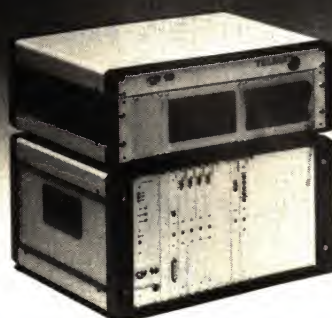
SERVICE-LECTEURS N° 7

SM 90
cnet

MINI-ORDINATEURS

UNE GAMME
UN SERVICE
UN ESPRIT....

TELMAT



TELMAT BP 12/10 RUE DES CHARRONS
68360 SOULTZ

(89) 48-25-72



Comment charger un programme sans lecteur de disquettes

Voici une application inédite et originale, centrée autour d'un Apple II+, dont le but est de charger un programme utilisateur et de lancer son exécution, et ce, sans la présence de lecteur de disquettes.

L'utilité de cette application peut être importante, dans une ambiance industrielle (humidité, vibrations, etc.) où la présence d'un lecteur de disquettes est déconseillée mais où il faut cependant charger un programme et l'exécuter.

Description du système

Il s'agit de charger en mémoire vive (à la mise sous tension ou après un « Reset ») un programme stocké sur une carte ROM (EPROM 2716) logée dans le Slot 0 (carte **Californian Computer CCS 7114a**).

Cette carte permet de remplacer tout ou partie du programme « Moniteur » (contenu dans la ROM F8) et d'ajouter une application en langage machine ou en Basic. A la mise sous tension, une ligne d'inhibition permet de désélectionner les mémoires installées sur la carte mère de l'Apple.

Les circuits mémoires de la carte sont alors sélectionnés.

Ils peuvent être soit des ROM (2316) ou des EPROM (2716).

Le programme décrit ci-après va :

- transférer en RAM un programme contenu sur la carte.
- Désarmer la carte installée en Slot 0 et rendre le contrôle à la carte mère.

Configuration minimale de l'application

Elle doit comprendre : un Apple II+ ; une carte (**CCS 7114**) dans le Slot 0.

Les six EPROM 2716 sur la carte contiennent : un programme en Basic qui sera transféré à son adresse habituelle d'implantation (\$801) ; un programme de transfert (en binaire) du programme Basic depuis les EPROM de la carte dans la mémoire centrale.

Organisation

de la carte extension

Les circuits (au nombre de six) occupent les adresses des ROM de la carte mère (**tableau 1**).

Tableau 1

numéro (extension)	(Apple)	adresse
U2	F8:	F800-FFFF
U4	E8:	E800-EFFF
U6	D8:	D800-DFFF
U3	F0:	F000-F7FF
U5	E0:	E000-E7FF
U7	D0:	D000-D7FF

ESPACE MEMOIRE

APPLE				CCS	
moniteur.....	64k	ROM F8	F800-FFFF	fin espace	CARTE
interpreteur	62k	ROM F0	F000-F7FF	64k	U2
APPLESOFT	60k	ROM E8	E800-EFFF	62k	U3
	58k	ROM E0	E000-E7FF	60k	U4
	56k	ROM D8	D800-DFFF	58k	U5
	52k	ROM D0	D000-D7FF	56k	U6
				52k	U7
adresse I/O...	48k		C000-CFFF	debut espace	CARTE
page 2 H.R.	16k		4000-5FFF	DISPONIBLE POUR	
				L'UTILISATEUR	
page 1 H.R.	8k		2000-3FFF		
programme					
utilisateur	2k		0800-xxxx	LE PROGRAMME BASIC	
applesoft				DEBUTE EN \$801.	
memoire					
ecran	1k		0400-07FF		
ram disponible			0300-03FF	UTILISABLE POUR DE	
				COURTS PROGRAMMES.	
buffer clavier			0200-02FF		
pile			0100-01FF		
page zero			0000-00FF	UTILISEE PAR LE	
				SYSTEME (pointeurs).	
FONCTION	ADRESSE	ADRESSE	COMMENTAIRE		
		HEXA.			

Tableau 2

Cette carte possède un interrupteur à 2 positions, accessible de l'extérieur.

En position « Basse », la carte est désactivée, l'Apple démarre normalement.

En position « Haute », la carte est activée et le programme sur la carte est lancé à la mise sous tension.

Afin de mieux comprendre le rôle de la carte et du programme, l'espace mémoire de l'Apple est décrit par le tableau 2.

Dans la partie droite du tableau, sont donnés des commentaires sur l'utilisation de la zone mémoire par le système.

Ce qui se passe

à la mise sous tension

Sans la carte, ou avec la carte désactivée

Le programme qui se déroule est celui contenu dans la ROM « Moniteur ». Ce programme, écrit en binaire, donne le contrôle à l'interpréteur Basic après avoir effectué de nombreuses tâches. Celles-ci sont exposées dans l'ouvrage « *Apple II reference manual* », le listing de la ROM « auto start » les décrivant entièrement.

Carte activée

Il y a transfert en RAM du programme Basic à charger (de taille inférieure à 12 K-octets) en 100 ms.

Il y a apparition d'un message personnalisé.

Le rechargement est automatique à chaque « Reset ».

Détail du démarrage

A la mise sous tension, le 6502 va chercher l'adresse de début en \$FFFC et \$FFFD non pas dans la ROM F8 de l'Apple, mais dans l'EPROM U2 de la carte.

Le programme fait afficher « RESET » à la place de « APPLE II ». Il faut effectuer un « Reset », ce qui lance le transfert et rend la main au Basic. Il suffit de lancer le programme par « RUN », et le programme qui vient de se charger s'exécute.

La taille maximale de ce programme, s'il était sur disquette, occuperait 50 secteurs. Ici il est chargé en moins de 100 ms.

Une fois lancé, il est possible de faire tout ce qu'il est usuel de faire avec un Apple, mais à chaque « Reset » effectué, il y aura rechargement en mémoire centrale du programme stocké dans la carte.

Description

du programme

Ce programme, qui sera adressé aux lecteurs intéressés sur simple demande, a été écrit et assemblé à l'aide de l'assembleur Lisa.

Le programme binaire est constitué de deux parties :

- un module de copie en mémoire vive de la partie indispensable du moniteur (ROM F8) pour la mise en route. Cette partie débute en \$FF5F et occupe 161 octets (\$A1) ;
- un module d'installation du programme Basic. Cette partie débute en \$D000 et occupe 171 octets (\$AB).

Le programme Basic à transférer occupera le reste, à savoir : de \$D0AB à \$FF5E, ce qui fait une taille maximale de 11 956 octets (12 Ko = 12 288 octets).

Pour obtenir le plus de place pour le programme Basic, il a été nécessaire de réduire le plus possible les deux programmes binaires.

C'est ce qui explique la technique utilisée : plutôt que de réécrire un programme, on recopie le moniteur en mémoire vive à une adresse quelconque.

Les parties jugées intéressantes sont situées aux adresses :

\$FA62, \$FAB4, \$FB09, \$FB60.

Elles font appel à de nombreuses sous-routines du moniteur (INIT, SET-NORM, SETVID, SETKBD, SETAN0, SETAN1, CTRAN2, CLTRAN3, CLRR0M, TITLE...).

Elles stockent des informations en RAM (page 3, adresses \$3F2, \$3F3, \$3F4) nécessaires au bon fonctionnement des programmes.

Ces programmes ne seront pas repris dans les EPROM car ils sont déjà présents en ROM sur la carte mère, mais ils seront transférés ailleurs, adaptés à l'application, et les adresses seront modifiées pour tenir compte de la nouvelle implantation.

Le problème est que les deux champs mémoires (carte et ROM autostart) ont la même adresse et qu'il sera nécessaire de jongler entre ces deux espaces qui ne peuvent être atteints simultanément.

C'est le rôle des deux modules décrits ci-après. Ils vont réécrire des programmes et exécuter une mise sur « orbite » en plusieurs phases, comparable à un lancement de fusée à étages.

Le programme implanté en \$FF5F

A la mise sous tension, le CPU lit les adresses de « Reset » : \$FFFC et \$FFFD. Si la carte est activée (interrupteur en position haute), il y trouve l'adresse \$FF5F, c'est là que débute le programme.

● On transfère tout les octets depuis l'adresse DEMIL (\$FF6D) jusqu'à la fin (\$FFFF) en RAM (\$2000) et saut en \$ 2000. Cette adresse sera ensuite occupée par le programme Basic, et n'est utilisée que temporairement.

● Le programme qui vient d'être transféré désarme la carte, ce qui permet de pouvoir accéder aux mémoires mortes contenant le moniteur et d'en recopier les parties utiles (celles qui auraient été exécutées si le démarrage s'y était fait) en page 3 de la mémoire.

— Le programme débutant en \$FA62 (« RESET » de la ROM autostart) et se terminant \$50 octets plus loin est réécrit en \$300.

— La sous-routine « APPLE II » (\$FB60 - \$FB6E) est réécrite en \$3B0-\$3BE.

— La sous-routine « TITLE » est modifiée pour afficher « RESET ! » (\$FB09 - \$FB10).

— Les octets (\$FAB4 - \$FAD9) sont transférés en \$352 et le programme est modifié pour pouvoir être exécuté. (En effet, les adresses ne correspondent plus !)

— Le programme transféré (moniteur adapté) est exécuté.

Le vecteur de « Reset » a été modifié, (c'est devenu \$03E4). A cette adresse, il y a maintenant le programme qui était situé aux adresses \$FFEB-\$FFF0 dans la carte.

En faisant un « Reset », on exécute donc l'instruction qui arme à nouveau la carte. On saute ensuite en \$D000 dont on étudie le déroulement.

Le programme implanté en \$D000

Il écrit un message en mémoire écran (les trois lignes MSG1, MSG2 et MSG3). Il indique en clair à l'écran qu'il faut exécuter le lancement par l'écriture de « RUN » au clavier.

Il transfère le programme implanté de \$DOAB à la valeur maximale \$FF5E en transférant les octets par pages de 256.

Il y a ensuite saut à la routine \$3EA qui était écrite précédemment en \$FFF1-\$FFF6, qui désarme définitivement la carte et donne la main à l'interpréteur Basic.

Remarque : Pour une application de ce programme, les paramètres importants sont :

— le nombre de pages (#NOMBR) ligne 172 et 224 ;

— l'adresse de fin, poids fort (#PFORT) ligne 167 et 244 poids faible (#PFAIB) ligne 168 et 239.

Il est possible de fixer arbitrairement #NOMBR à \$2F, qui est le maximum.

Cette fois, la visu, le clavier, les ports sont correctement configurés, le programme utilisateur est en mémoire, les pointeurs sont en place, il suffit de lancer le programme.

Adaptation à un programme utilisateur

Le tableau 3 donne la liste des octets (\$4000-\$40AB) et (\$6F58-\$6FFF) illustrant les explications qui suivent.

● Il faut charger le programme Basic en mémoire.

Il faut disposer d'un programmeur d'EPROM pour programmer les 2716. Ce programmeur recopie un espace mémoire dans les 2716.

4000-	A0 0E B9 5B D0 99 FF 05	6F58-	00 00 00 00 00 00 00 A2
4008-	88 D0 F7 A0 1E B9 69 D0	6F60-	93 BD 6C FF 9D FF 1F CA
4010-	99 4F 04 88 D0 F7 A0 23	6F68-	D0 F7 4C 00 20 AD 81 C0
4018-	B9 87 40 99 4F 06 88 D0	6F70-	A6 50 BD 61 FA 9D FF 02
4020-	F7 A9 AB 85 C9 A9 D0 85	6F78-	CA D0 F7 A6 10 BD 5F FB
4028-	CA A9 00 85 CB A9 08 85	6F80-	9D AF 03 CA D0 F7 A9 A2
4030-	CC A2 00 A0 00 B1 C9 91	6F88-	8D A7 03 8D AD 03 A9 D2
4038-	CB 88 D0 59 E6 CA E6 CC	6F90-	8D A8 03 A9 C5 8D A9 03
4040-	CA 30 02 D0 F0 A9 00 85	6F98-	8D AB 03 A9 D3 8D AA 03
4048-	69 85 5B 85 6D 85 AF A9	6FA0-	A9 D4 8D AC 03 A9 A1 8D
4050-	00 85 6A 85 6C 85 6E 85	6FA8-	AE 03 A9 B0 8D 45 03 A9
4058-	B0 4C EA 03 A0 A0 A0 CF	6FB0-	03 8D 46 03 A9 A6 8D 86
4060-	CB A0 C3 C8 C1 D2 C7 C5	6FB8-	03 A9 03 8D B7 03 A2 11
4068-	A0 A1 10 0F 15 12 20 0C	6FC0-	BD 50 20 9D 46 03 CA D0
4070-	01 0E 03 05 12 20 0C 05	6FC8-	F7 A2 26 BD B3 FA 9D 51
4078-	20 10 12 0F 07 12 01 0D	6FD0-	03 CA D0 F7 A9 7D 8D 4A
4080-	0D 05 20 14 01 10 05 12	6FD8-	03 A9 E4 8D 3A 03 A9 E3
4088-	A0 A0 CE A0 A0 A0 A0 A0	6FE0-	8D 4D 03 A9 03 8D 33 03
4090-	D2 D5 CE A0 A0 D3 D5 C9	6FE8-	4C 00 03 8D 80 C0 4C 00
4098-	D6 C9 A0 A0 A0 A0 C4 C5	6FF0-	40 8D 81 C0 4C 03 E0 59
40A0-	A0 A0 A0 A7 D2 C5 D4 D5	6FF8-	FA E4 03 A6 5F FF 40 FA
40AB-	D2 CE A7 00 00 00 00 00		

*

Tableau 3

Par exemple, si c'est la zone \$4000-\$6FFF qui est utilisée :

- Il faut écrire le module \$D000 en \$4000 jusqu'à \$40AA.
- Il faut écrire le module \$FF5F en \$6F5F jusqu'à \$6FFF.
- Il faut transférer le programme Basic en mémoire vive entre \$40AB et \$6F5E.

La lecture des cases mémoire \$69 et \$6A (page zéro) en donne l'adresse de fin.

Il occupe donc les octets entre \$800 et cette adresse.

Ces deux octets sont notés « PFAIB » et « PFORT » dans le listing. Il faut donc (si ce n'est fait par l'assembleur) :

– Modifier les octets :

\$4046 (ligne 239 \$D046),
\$4050 (ligne 244 \$D050) ;

– Préciser la longueur du programme « NOMBR » ;

– Modifier l'octet \$4032 (ligne 224 \$D032).

● Il faut enfin transférer le programme Basic de \$800 en \$40AB, ceci peut se faire par la commande suivante :

* 40AB < 800. (adresse de fin) M
<CR>

● Cette fois, tout est en place et il est possible de programmer les EPROM en écrivant successivement l'espace \$4000-\$6FFF par paquet de 2 Ko dans les 2716.

Une remarque : toutes les 2716 n'ont pas les mêmes « performances » et l'auteur a constaté que certaines marques étaient mieux adaptées que d'autres.

Utilité de ce programme

L'application principale réside dans le cas où une ambiance hostile (humidité, poussières, vibrations...) règne dans l'environnement de l'ordinateur, ce qui nuirait au bon fonctionnement d'un lecteur de disquettes.

Une autre application est la suivante : si le programme à exécuter est figé et ne nécessite pas de stockage sur disquette, le transfert et le lancement se font très rapidement (un

dixième de seconde typiquement pour un programme de 12 Ko).

Ce programme, une fois installé, a donné toute satisfaction à l'auteur.

Bibliographie

- [1] Apple II reference manuel.
- [2] Apple II monitor peeled.
- [3] Documents CCS.

M. Decker

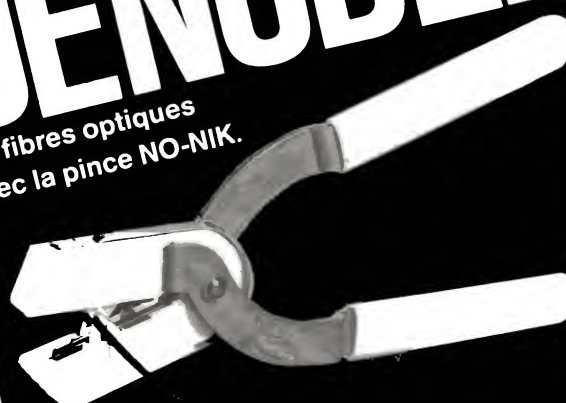
Le « listing » complet du programme utilisateur, qui fait l'objet de cet article, présente en fait une utilisation assez particulière de l'Apple II+.

Compte tenu de sa longueur, il ne serait pas aisé de le transcrire dans ces pages. C'est pourquoi les lecteurs intéressés pourront, s'ils le souhaitent, contacter directement l'auteur aux coordonnées suivantes :

M. Decker, département
Génie électrique,
Institut universitaire de
Technologie, 34075 Montpellier
Cedex, qui leur fournira toutes indications complémentaires.

DENUDEZ


les fibres optiques
avec la pince NO-NIK.



Cet outil de précision représente une grande nouveauté dans le dénudage de haute qualité des fils isolés. Il est maintenant possible d'avoir recours à un procédé mécanique offrant toute la sécurité nécessaire.

Consultez-nous!

SOCIETE ELECTRIQUE STERLING
11, avenue Maurice Ravel Z.I.
92160 Antony
Tél. 666.21.30 Télex : 204 883



FILTRES

FILTRES ACTIFS KEMO

* VARIABLES

* P.H. P.B. 8 VOIES

* 24,36,48dB/OCTAVE

* 0,01Hz - 3,15MHz

AGEMIP

Tél. 871 17 14

5, Bd Poincaré

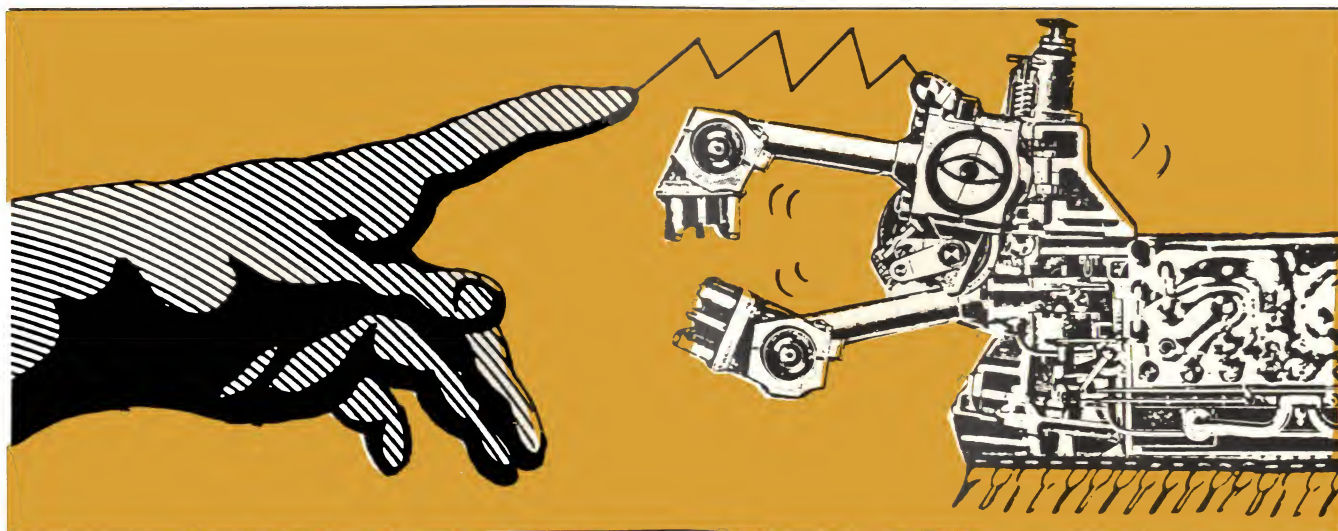
***** 94170 LE PERREUX

*Micro
informatique*

Commande de hacheur par micro-ordinateur : *introduction aux circuits programmables*

Le micro-ordinateur utilisé pour la commande de machines complexes et le pilotage d'expériences se révèle un outil merveilleux par sa flexibilité, sa précision, sa puissance et sa rapidité de traitement des données. Les développements actuels ou prévisibles de la robotique illustrent bien ces constatations.

Le système proposé ici a été destiné initialement à introduire expérimentalement la notion de circuits électroniques programmables auprès d'élèves de l'enseignement technique. L'idéal serait que le programme soit écrit par celui qui le fera fonctionner, l'exemple présenté n'étant qu'un modèle de réalisation, de façon à éviter la manipulation « presse-boutons » masquant la méthode sous-jacente. Nous avons donc choisi un système le plus simple possible qui ne nécessite pas, dans un premier temps, la réalisation de circuit d'interface physique compliqué.



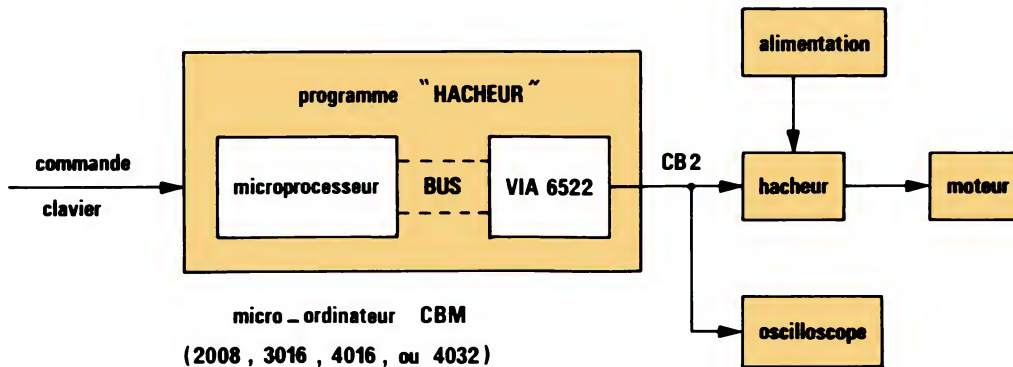


Fig. 1.

Principe

Une tension rectangulaire est disponible sur la broche CB2 (fig. 1) du port utilisateur du micro-ordinateur. Sa fréquence et son rapport cyclique sont réglables par l'intermédiaire du clavier. Cette tension peut commander le fonctionnement d'un hacheur et ainsi agir sur la fréquence de rotation d'un moteur à courant continu.

Nous proposons pour ce faire le schéma le plus simple d'un hacheur série, adapté à une première expérimentation, sans développer ici le fonctionnement d'un tel dispositif, renvoyant pour cela le lecteur par exemple à la référence [6].

Bien entendu, selon les objectifs recherchés, on pourra utiliser un système plus élaboré incluant des protections et des aides à la commutation [7].

La figure 2 donne le schéma théorique du hacheur, dans lequel :

- V représente la tension de commande ;
- D est une diode de « roue libre » ;
- E est une source de tension (alimentation de puissance) ;
- E' est l'alimentation du coupleur opto-électronique ;
- S₁, S₂ et S₃ sont des résistances de faible valeur ;
- T, enfin, est un transistor de puissance, Darlington ou MOS.

La liste des instructions en Basic du programme « hacheur » figure au tableau 1.

Utilisation

Après réalisation du montage et lancement du programme, le mode d'emploi et l'état de la tension délivrée sur CB2 sont affichés en permanence sur l'écran ainsi que le montrent les figures des tableaux 2 et 3.

- Ecran 1 (à la mise en route).

Le moteur ne tourne pas, pour le

faire démarrer, il faut taper successivement « G » puis « > » (tableau 2).

- Ecran 2 (en fonctionnement).

Le moteur tourne, il est possible de le stopper, de l'accélérer, de le ralentir, de modifier la fréquence de hachage (tableau 3).

Le rapport cyclique de la tension de commande du hacheur peut prendre les valeurs suivantes :

0 - 0,125 - 0,25 - 0,375 - 0,5 - 0,625 - 0,75 - 0,875

Sa fréquence est réglable depuis 243 Hz jusqu'à 20 833 Hz.

Aucune protection n'étant incluse dans cette version simplifiée, en cas de coupure accidentelle de la tension d'alimentation du hacheur, on veillera à ce que le rapport cyclique soit égal à zéro avant de remettre sous tension, sous peine de destruction immédiate du transistor de puissance, l'intensité du courant de démarrage étant en général trop élevée.

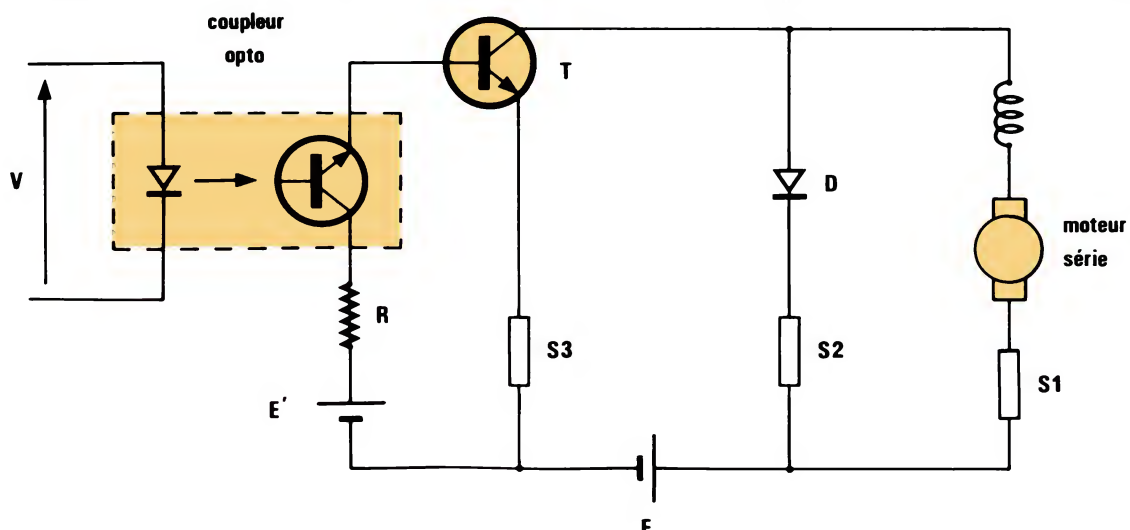


Fig. 2.


```

1 REM*HACHEUR*17*11*82*R*FAVRE*
100 AF=59464 :REM ADRESSE FREQUENCE
110 AO=59466 :REM ADRESSE FORME D'ONDE
120 AU=59467 :REM ADRESSE AUTORISATION
130 FR=32 :REM FREQUENCE = 62500/(FR+2)
140 R=0 :REM RAPPORT CYCLIQUE= R/8
150 AT=0 :REM INHIBITION
160 :REM AUTORISATION: AT=16
170 M$="ARRET":REM MESSAGE
180 FO$(0)=" "
190 FO$(1)=" "
200 FO$(2)=" "
210 FO$(3)=" "
220 FO$(4)=" "
230 FO$(5)=" "
240 FO$(6)=" "
250 FO$(7)=" "

300 REM*ATTENTE*****
310 POKE AO,R:POKE AU,AT
320 PRINT" HACHEUR"
330 PRINT"POUR COMMENCER: C"
340 GET A$:IF A$<>"C" THEN 340
350 PRINT" "
500 REM*REPETER*****

510 REM*ACTION*****
520 POKE AF,FR
530 POKE AO,2↑R-1
600 REM*AFFICHAGE*****

610 PRINT" HACHEUR",M$
620 PRINT" FREQUENCE: "+STR$(INT(62500/(FR+2)+.5))+ " HERTZ "
630 PRINT" RAPPORT CYCLIQUE: "+STR$(R/8)+ " "
640 PRINT" FORME D'ONDE: ";FO$(R);FO$(R)
650 PRINT" ESPACE: ARRET"
660 PRINT" G : MISE EN ROUTE"
670 PRINT" > : DUREE DE CONDUCTION CROISSANTE"
680 PRINT" < : DUREE DE CONDUCTION DECROISSANTE"
690 PRINT" P : FREQUENCE CROISSANTE"
700 PRINT" M : FREQUENCE DECROISSANTE";

800 REM*COMMANDE*****
810 GET A$:IF A$="" THEN 810
820 IF A$="" THEN AT=0:R=0:M$="ARRET "
830 IF A$="G" THEN AT=16:M$="MARCHE"
840 IF A$=">" AND R<7 AND AT=16 THEN R=R+1
850 IF A$="<" AND R>0 THEN R=R-1
860 IF A$="P" AND FR>1 THEN FR=FR-1
870 IF A$="M" AND FR<255 THEN FR=FR+1
880 GOTO 500
900 REM*FIN*REPETER*****

```

Explication du fonctionnement

Le programme « hacheur » utilise l'une des fonctions disponibles sur le circuit VIA 6522 (VIA : « Versatile Interface Adapter ») qui gère le port utilisateur du micro-ordinateur utilisé. Cette fonction permet la sortie, sur la borne CB2 du port, d'une tension dont la fréquence est réglée par un décompteur et la forme imposée par le contenu d'une mémoire contrôlant un registre à décalage. Ce mode de fonctionnement est, bien entendu, programmable et il en existe d'autres...

Le VIA 6522 est vu par le microprocesseur comme un ensemble de seize cases mémoires d'adresses consécutives ; nous précisons ci-dessous le rôle de celles que nous utilisons ; pour plus de détails on se reportera aux caractéristiques du circuit décrites par exemple dans les références bibliographiques [1] et [3].

La liste des instructions débute par la définition des constantes :

- AF = 59464 est l'adresse exprimée en système décimal dont le contenu fixe la valeur maximale d'un décompteur sur huit bits du VIA 6522. Ce décompteur travaille dans notre application en mode oscillateur (« free run »). A partir d'une valeur initiale fixée par la valeur de la variable entière FR, comprise entre 1 et 255 et stockée à l'adresse AF, il est décrémenté d'une unité à chaque période d'horloge, soit ici à chaque microseconde. Lorsqu'il arrive à zéro, son contenu reprend sa valeur initiale après un temps mort de 2 μ s nécessité par l'opération. Le décomptage recommence indéfiniment.

- AO = 59466 est l'adresse du registre à décalage sur huit bits du VIA 6522. Chaque passage à zéro du décompteur provoque un décalage de un bit de ce registre. La forme de la tension disponible sur CB2 est alors une image de son contenu (tableau 4).

HACHEUR

ARRET

FREQUENCE: 1838 HERTZ

RAPPORT CYCLIQUE: 0

FORME D'ONDE: 1
0

ESPACE: ARRET

G : MISE EN ROUTE

> : DUREE DE CONDUCTION CROISSANTE

< : DUREE DE CONDUCTION DECROISSANTE

P : FREQUENCE CROISSANTE

M : FREQUENCE DECROISSANTE

Tableau 2.

HACHEUR

MARCHE

FREQUENCE: 1250 HERTZ

RAPPORT CYCLIQUE: .375

FORME D'ONDE: 1
0

ESPACE: ARRET

G : MISE EN ROUTE

> : DUREE DE CONDUCTION CROISSANTE

< : DUREE DE CONDUCTION DECROISSANTE

P : FREQUENCE CROISSANTE

M : FREQUENCE DECROISSANTE

Tableau 3.

Dans l'exemple ci-avant, le contenu de la case mémoire d'adresse AO, fixé par la variable R (voir ligne 530 du programme) a pour valeur :

$$1 + 2 + 4 = 7$$

- AU = 59467 est l'adresse d'un octet dont la valeur détermine le mode de fonctionnement du décompteur et du registre à décalage. Dans l'application décrite, le bit n° 6 de cet octet est constamment égal à zéro, ce

qui fixe le mode oscillateur du décompteur. Le registre à décalage est gouverné par les bits n° 2, 3 et 4. Selon la valeur de la variable AT (0 ou 16), le bit n° 4 est égal soit à zéro, ce qui bloque le fonctionnement du registre à décalage, soit à un, ce qui autorise la sortie de la tension sur CB2, les bits n° 2 et 3 restant à zéro dans tous les cas. Le diagramme du tableau 5, établi à l'aide d'indications puisées dans [1] et [3], synthétise les

tension sur CB2:



+ 5 V

0 V

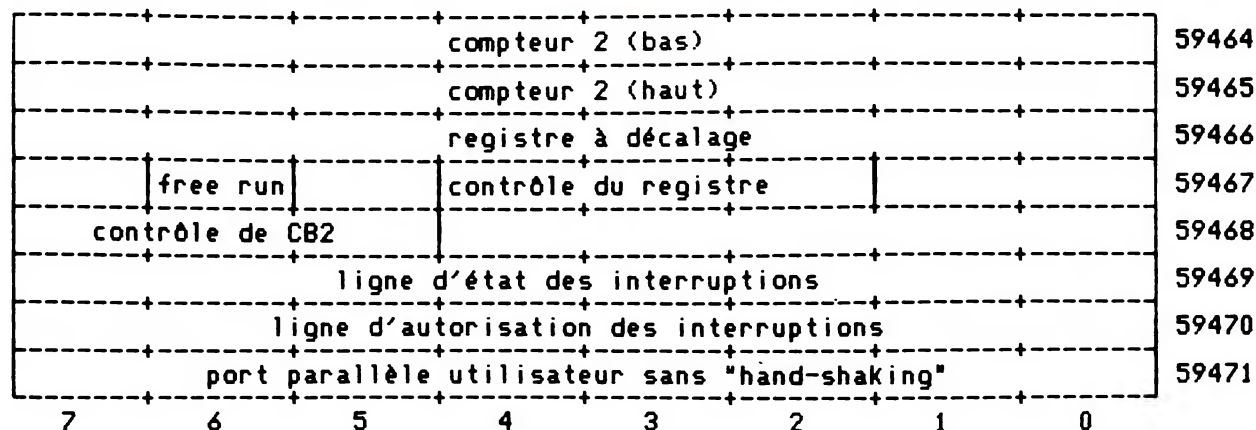
adresse 59466: contenu

1 1 1 0 0 0 0 0

: n° du bit

0 1 2 3 4 5 6 7

Tableau 4.



VIA 6522 implanté sur ordinateur CBM: adresses mémoire et rôle de chaque bit.

Tableau 5.

informations précédentes concernant la partie du VIA 6522 utile à la compréhension du programme « hacheur ».

Fonctionnement du programme

Après l'initialisation des constantes et des variables (lignes 1 à 250) et à la suite de la boucle d'attente (lignes 300 à 350), commence la boucle principale qui comprend successivement la modification éventuelle de l'état de CB2 (lignes 510 à 530), l'affichage sur l'écran du mode d'emploi et des valeurs des variables (lignes 600 à 700), puis la scrutation d'une éventuelle commande tapée au clavier, et enfin la modification des variables qui en résulte si elle est valide (lignes 800 à 880). En ce qui concerne les **extensions possibles**, on pourra envisager, par exemple, de mesurer l'intensité du

courant dans le moteur (ou dans l'un des autres composants), ou sa fréquence de rotation, ou encore le couple qu'il délivre, à l'aide des capteurs appropriés, puis convertir ces données en grandeurs numériques lisibles par l'intermédiaire du port utilisateur. Des boucles de contrôles et de régulations diverses peuvent être ainsi mises en œuvre facilement, autorisant la réalisation d'asservissements sophistiqués incluant des clauses de sécurité complexes. Dans ce cas, la rapidité risque d'être critique et il sera peut-être nécessaire d'écrire le programme en partie en langage assembleur afin d'éviter les instabilités classiques engendrées par les retards. Par ailleurs, le hacheur pourra être réalisé à l'aide d'un transistor MOS de puissance, on utilisera alors un circuit d'interface adapté entre le micro-ordinateur et le circuit de puissance [5], précédé par exemple d'un photocoupleur rapide [4].

Bibliographie

- [1] Programmation du 6800, de D.J. David et R. Zaks (Sybex).
- [2] Applications du 6502, de R. Zaks (Sybex).
- [3] The PET revealed (Nick Hampshire).
- [4] Photocoupleurs rapides : quelques applications (Electronique Applications n° 29).
- [5] Quadruple circuit de commande pour transistor MOS de puissance (Electronique Applications n° 32).
- [6] Cours d'électrotechnique 2 - Traitement de l'énergie électrique (convertisseurs statiques), de J.-L. Dalmasso (DIA - Belin).
- [7] Methods for utilizing high-speed switching transistors in high-energy switching environments, de W. R. Skanadore (General Semiconductor Industries Inc.).

R. Favre-Nicolin
J.B. Maraninchi
L. Moulin

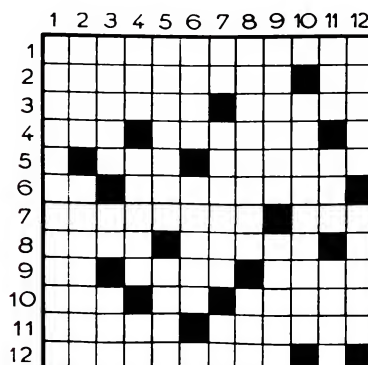
Lycée Vaucanson (Grenoble)

Les mots croisés d'« Electronique Applications »

Horizontalement

Reconstitue le signal original. — 2. Soutient le conducteur. Double tout ce qu'il précède. — 3. Ile fermant le golfe de Riga. Précède le nom de façon ironique. — 4. Il n'est jamais agréable de le prendre. Quantum d'énergie dont le flux constitue le rayonnement électromagnétique. — 5. Réunion de graines. T'abandonnais. — 6. Manque d'agrément outre-Manche. Procédèrent à un renouvellement. — 7. Produit du courant électrique. Résiste aux températures élevées. — 8. Provoque une coupure de courant. Mit au point la synthèse industrielle de l'ammoniac. — 9. Article pour hidalgo. Liquide pour le chimiste. Ne sont pas à recommander à ceux qui veulent investir dans la pierre. — 10. Pénible souve-

nir pour Mack. Le temps d'une révolution. Langue dravidiennne. — 11. Opéré un rapprochement. Fixera la péniche. — 12. Petite antilope d'Afrique.



Verticalement

1. Sont sensibles à certaines variations. —
2. Fut la victime de sa gourmandise. Trou dans la pompe. — 3. On lui doit l'invention du télégraphe électrique. Changement de quartier. Transformation. — 4. Salue la véronique. Demande faite au chien. Marque la négation. — 5. Ravagea les établissements espagnols d'Amérique. Cela fait réfléchir. — 6. Le quarante-cinquième. Sangle d'amarrage. — 7. Chemin de halage. Vedette du groupe des chats sauvages. Saint de la Manche. — 8. N'engendrent pas la gaieté. Bruit du fer frappant le fer. — 9. Tube électronique. Au cinéma, Bourvil en fut un. — 10. A l'origine de la prolifération des peaux rouges. — 11. Roi selon Jarry. Congé romain. Elle électrifie. — 12. Des éclats inoffensifs. Unité d'induction magnétique.

Solution page 114

Les nouveaux générateurs de fonctions WAVETEK modèles 21 et 22 incorporent un compteur et une mémoire qui permettent d'afficher la fréquence à $\pm 0,09\%$ de 100 μHz à 11 MHz.

Par simple pression du bouton **stabilisateur**, cette précision devient stabilité à long terme : au moins 30 fois mieux que la stabilité à court terme d'un générateur traditionnel.

Au-dessous de 1,1 KHz, les signaux sont synthétisés numériquement dans une grille de 1000 x 250 points. D'où l'obtention

de sinusoïdes précises ou de rampes très linéaires qui peuvent, de plus, être maintenues et relancées en certains points.

Les fonctions sinus, triangle et carré sont disponibles à toutes fréquences et peuvent être déclenchées ou générées en rafales.

Le modèle 22 est, de plus, un performant wobulateur dont on peut déterminer les fréquences extrêmes avec la précision de l'affichage numérique, choisir le balayage linéaire ou logarithmique et balayer la fréquence dans un rapport 1000:1.



eleco

12, rue des Petits-Ruisseaux - B.P. 24
91370 Verrières-le-Buisson
Tél. (6) 930 28 80
Télex: 600 517 F

SERVICE-LECTEURS

Générateurs de fonction Wavetek série 20 : la stabilité... en plus.



WAVETEK

Etude

La détection synchrone

La détection synchrone, qui porte souvent d'autres noms – comme « détection cohérente » ou « détection de produit » –, s'avère un outil très intéressant pour la détection des faibles signaux, tant en physique qu'en radiotechnique.

L'auteur va tenter, dans cet article, de le montrer d'une façon pédagogique en examinant les aspects théoriques et en développant les principales applications de la détection synchrone dans divers domaines.

Généralités

L'idée de base du détecteur synchrone est vraiment simple. Son circuit principal étant un multiplieur, on commencera son analyse à partir de la figure 1 qui présente une telle chaîne de détection. Cette analyse va nous permettre de comprendre ses principales utilisations et le pourquoi du nom « synchrone ».

Dans un esprit de simplification, considérons le multiplieur « M », linéaire, par rapport à chaque entrée X et Y.

$$\text{C'est-à-dire : } V_S = V_X \cdot V_Y$$

Le filtre de sortie est un passe-bas, généralement de constante de temps $\tau = 1/\omega_0$ assez grande (par exemple un intégrateur RC).

Examinons la réponse temporelle de l'ensemble lorsque :

$$\begin{aligned} V_e(t) &= A \cdot \cos \omega_1 t \\ V_r(t) &= R \cdot \cos \omega_r t \end{aligned}$$

et supposons dans un premier temps A et R indépendants du temps t.

On a :

$$\begin{aligned} V_1(t) &= A \cdot R \cdot \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_r t \\ &= \frac{A \cdot R}{2} \cos(\omega_1 + \omega_r) t + \frac{A \cdot R}{2} \cos(\omega_1 - \omega_r) t \end{aligned}$$

d'où :

$$V_1(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Sigma \omega) t + \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta \omega) t$$

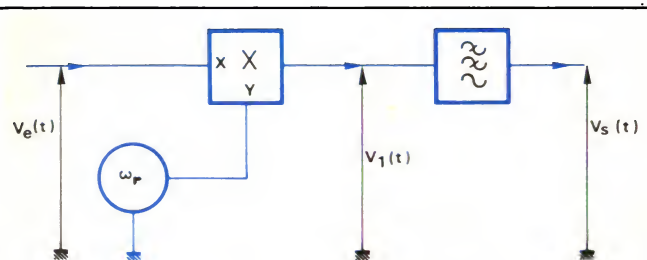


Fig. 1.

Dans tous les cas, on admet :

$$\frac{1}{\tau} < \Sigma \omega$$

Ainsi après le filtrage, et si $\Delta \omega < 1/\tau$, on obtient :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta \omega t)$$

C'est-à-dire qu'à la sortie, on dispose d'un signal de battement, d'amplitude $(A \cdot R)/2$ et de fréquence $\Delta \omega = \omega_1 - \omega_r$.

Si la constante τ du filtre augmente de plus en plus, la marge de fréquence $\Delta \omega$ diminue proportionnellement pour que le signal d'entrée (ou plutôt son amplitude) soit détecté (fig. 2).

A la limite, lorsque $\tau \rightarrow \infty$, $\Delta \omega \rightarrow 0$ à la sortie ; on aura :

$$V_S = \frac{A \cdot R}{2}$$

mais seulement dans le cas où $\Delta \omega = 0$, autrement dit dans

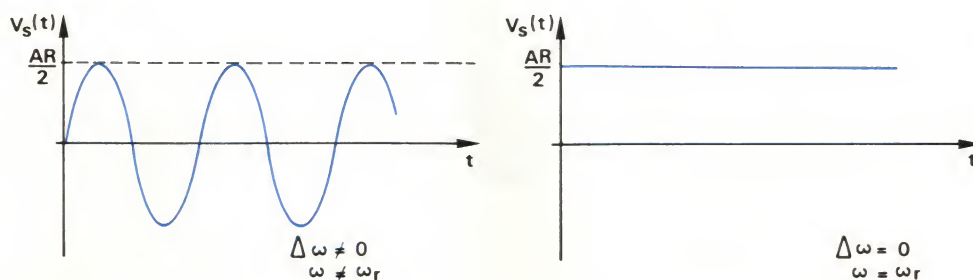


Fig. 2.

le cas où $\omega_1 = \omega_r$. C'est-à-dire que la chaîne complète détecte simplement un signal d'entrée (plus exactement son amplitude) dont la fréquence est égale à la fréquence de « référence ».

Cette première remarque est très importante et l'on pourrait dire que l'ensemble se comporte comme un détecteur d'amplitude « commandé en fréquence » et dont la bande passante est conditionnée par la constante r du filtre de sortie.

Dans le cas où les signaux $V_e(t)$ et $V_r(t)$ présentent un déphasage initial non nul (on ne peut pas généralement déterminer en tous les cas ces déphasages), on doit considérer :

$$V_e(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$$

$$V_r(t) = R \cos(\omega_r t + \varphi_r)$$

Ainsi on trouve :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta\omega t - \Delta\varphi)$$

avec $\Delta\varphi = \varphi_r - \varphi_1$

Dans le cas où $\Delta\omega = 0$, on obtient :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos \Delta\varphi$$

On constate que le niveau de sortie dépend du déphasage relatif des deux signaux avec :

$$0 \leq V_S(t) \leq V_{S_{\max}} = \frac{A \cdot R}{2}$$

Cette deuxième remarque est également très importante parce qu'elle exprime le fait qu'un éventuel déphasage entre le signal d'entrée et celui de la référence peut plus ou moins masquer la sortie du détecteur (fig. 3), et, à la limite ($\Delta\varphi = \pi/2$), annuler complètement la sortie V_S . Voilà donc une justification du nom « synchrone ».

On est donc naturellement conduit, dans un esprit d'amélioration du circuit de la figure 1, à insérer un réglage de phase à la référence qui permet de chercher, dans une expérience ou application donnée, la condition $\Delta\varphi = 0$, pour avoir la réponse maximale (fig. 4).

Dans le cas où le signal d'entrée $V_e(t)$ est modulé en amplitude par un signal BF de bande étroite (fig. 5), rien d'original ne se passe pour le détecteur synchrone. En effet :

$$V_e(t) = A(t) \cos \omega t$$

$$V_r(t) = R \cos(\omega t + \Delta\varphi)$$

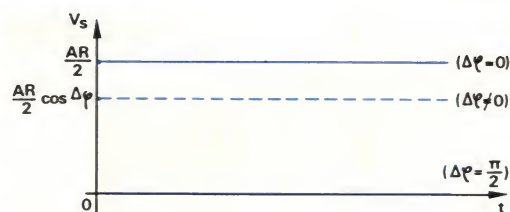


Fig. 3.

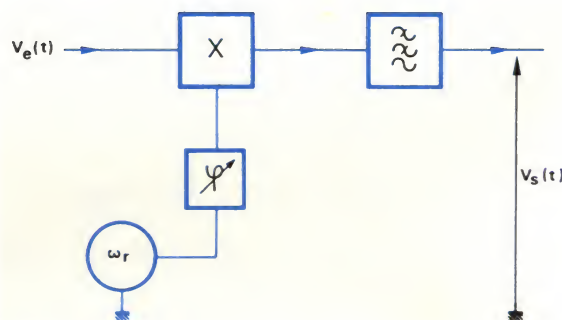


Fig. 4.

$$\text{d'où : } V_S(t) = A(t) \frac{R}{2} \cos \Delta\varphi$$

C'est-à-dire que le signal de sortie est proportionnel à l'enveloppe du signal d'entrée à condition que dans ce cas le filtre de sortie n'altère pas le spectre du signal $A(t)$. Vu l'importance d'un tel signal modulé en amplitude en radio-technique, on lui consacre plus loin une étude assez détaillée.

Représentation dans le domaine des fréquences

On considère ici, pour la représentation fréquentielle des signaux, des fréquences positives et négatives. Ainsi, les figures 6a et 6b donnent respectivement les spectres des signaux :

$$V_e(t) = A \cdot \cos \omega t$$

et

$$V_R(t) = R \cdot \cos \omega t$$

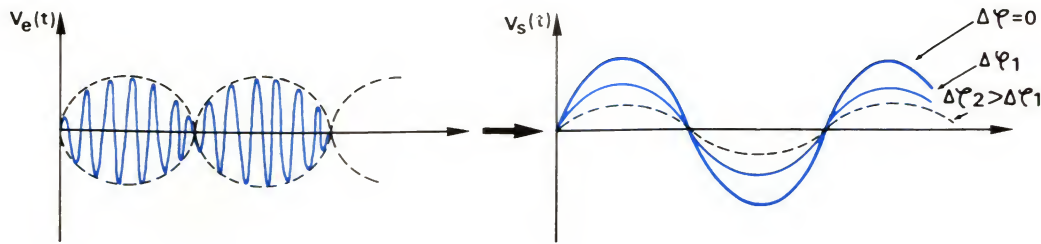


Fig. 5.

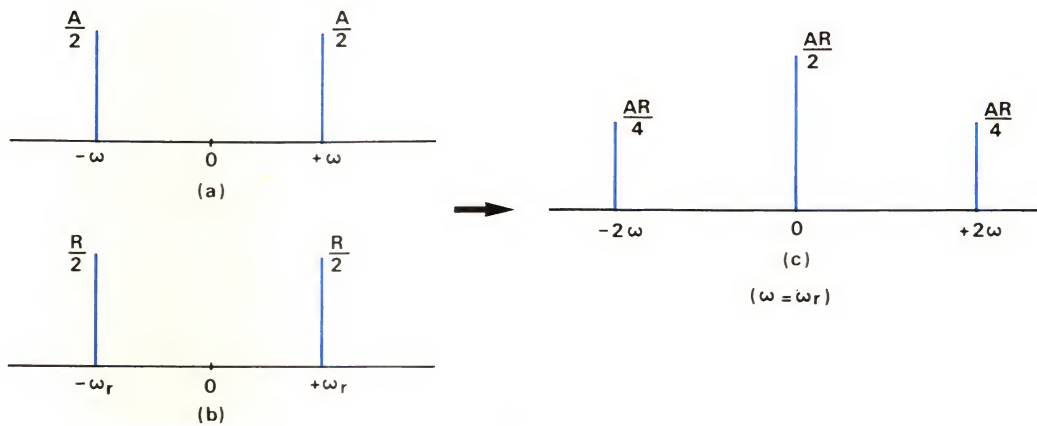


Fig. 6.

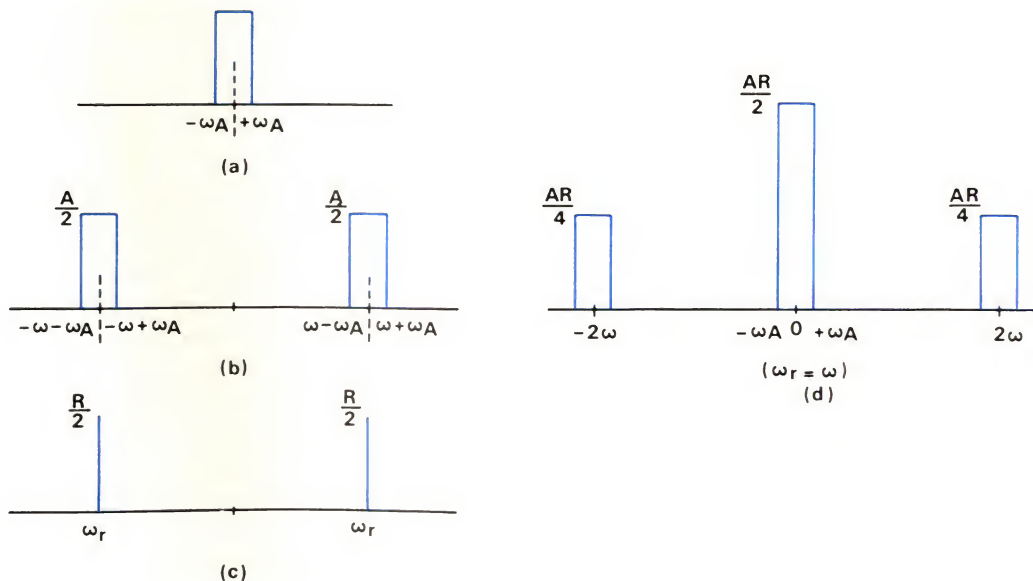


Fig. 7.

Le produit temporel $V_e(t) \cdot V_R(t)$ effectué par le multiplieur du détecteur synchrone dans le domaine de fréquences se traduit comme le produit de convolution des spectres, illustré par la figure 6c.

C'est la « raie » de fréquence $\omega = 0$ qui nous intéresse et qui est détectée à la sortie du filtre passe-bas. Les raies 2ω et -2ω ne présentant pas d'intérêt sont éliminées par ce même filtrage.

Dans le cas où $V_e(t) = A(t) \cdot \cos \omega t$, avec $A(t)$, un signal basse fréquence de bande étroite (fig. 7a), n'apporte rien de nouveau sur le plan théorique. Les spectres sont illustrés par les figures 7b, 7c et 7d, qui présentent le produit de convolution.

Autrement dit, avec la détection synchrone, il s'agit chaque fois d'une transposition de fréquence qui permet de « sauter » de la fréquence ω , d'habitude assez élevée et où

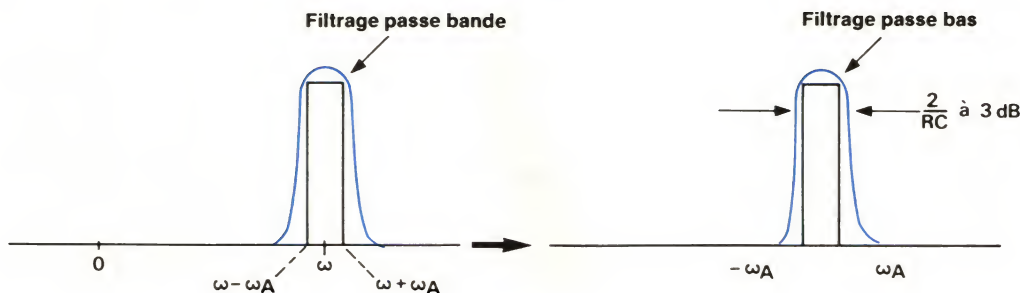


Fig. 8.

une détection simple aurait exigé un filtrage passe-bande très pointu et difficile à obtenir, aux fréquences situées autour de $\omega = 0$ où existe la possibilité d'un filtrage passe-bas beaucoup plus simple à réaliser (fig. 8).

Représentation vectorielle

Dans le cas général, on écrit :

$$V_e(t) = A \cos(\omega t + \Delta\varphi)$$

$$V_r(t) = R \cos \omega t$$

On suppose que le repère de la figure 9 est tournant à la vitesse angulaire ω . Ainsi, l'axe XX' donne la direction du vecteur $V_r(t)$.

On a :

$$\begin{aligned} V_e(t) &= A \cos(\omega t + \Delta\varphi) \\ &= A [\cos(\omega t) \cdot \cos \Delta\varphi - \sin(\omega t) \sin \Delta\varphi] \\ &= (A \cos \Delta\varphi) \cos(\omega t) - (A \sin \Delta\varphi) \sin(\omega t) \\ &= (A \cos \Delta\varphi) \cos(\omega t) + (A \sin \Delta\varphi) \cos(\omega t + \pi/2) \end{aligned}$$

D'où :

$$V_e(t) = A_x \cos(\omega t) + A_y \cos(\omega t + \pi/2)$$

En tenant compte de cette forme pour le signal d'entrée, on prouve facilement que dans le cas où :

$$V_r(t) = R \cos \omega t$$

la tension de sortie du détecteur (fig. 10) est :

$$V_s(t) \propto A_x = A \cos \Delta\varphi$$

Si $V_r(t) = R \sin \omega t$, on obtient :

$$V_s(t) \propto A_y = A \sin \Delta\varphi$$

Autrement dit, la tension de sortie est chaque fois proportionnelle à la composante du signal d'entrée qui est alignée sur le signal de référence.

Ainsi le double détecteur synchrone de la figure 11 est capable de décomposer le signal d'entrée en deux composantes perpendiculaires, l'une alignée sur la référence (cohérente) et l'autre en quadrature avec elle.

Cet ensemble trouve diverses applications dans des expériences physiques, en instrumentation et en radiotechnique.

Applications

Nous développerons maintenant à titre d'exemple quelques applications du détecteur synchrone. L'utilisation du

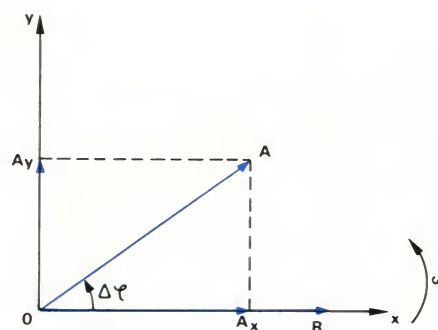


Fig. 9.

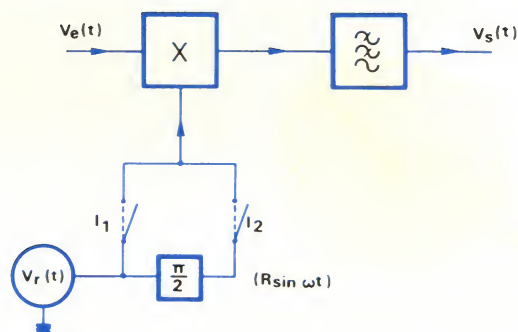


Fig. 10.

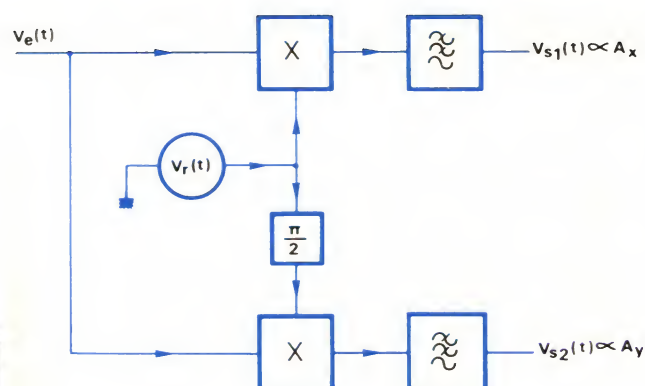


Fig. 11.

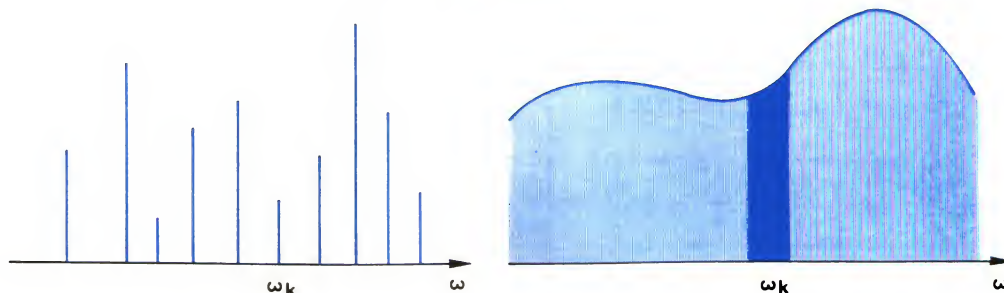


Fig. 12

détecteur synchrone à la radiotechnique comme démodulateur d'amplitude, exigeant un développement plus détaillé, sera vu à la fin.

Le détecteur synchrone dans un analyseur de spectre

On a vu ci-avant que le détecteur synchrone est un détecteur d'amplitude très sélectif. Cette propriété fait du détecteur synchrone un outil très intéressant pour l'exploitation point par point d'un spectre quelconque distinct ou continu, et donc pour la recherche d'une éventuelle raie à une fréquence donnée (fig. 12).

Le procédé classique de détection aurait exigé (fig. 13) un filtre de prédétection passe-bande F_D très pointu, centré sur la fréquence en question avec : $Q = \omega_k / \Delta\omega$ assez important et difficile à obtenir ($\Delta\omega$ = bande du filtre). A titre d'exemple, l'exploitation d'une raie de largeur 1 kHz à la fréquence de 1 MHz aurait exigé $Q = 1\,000$!

Or, le détecteur synchrone « commandé par sa fréquence de référence ω_r » va chercher, sélectionner et enfin détecter dans le spectre du signal d'entrée la composante dont la fréquence est la même avec celle de référence (fig. 14). On obtient un facteur Q qui tend théoriquement vers l'infini, d'où une sélectivité parfaite ! Il faut ajouter encore que bonne sélectivité signifie aussi un bruit moins gênant. L'analyse complète de ce dernier point dépasse cependant le cadre de cet article.

On arrive ainsi à l'application directe du détecteur à l'analyseur du spectre. En balayant la fréquence de référence ω_r entre deux limites, par exemple $\omega_{r_{\min}} - \omega_{r_{\max}}$, on peut découvrir et visualiser les raies spectrales qui composent le signal à étudier. A titre d'exemple, la réponse du système à un signal $X(t)$ de la forme :

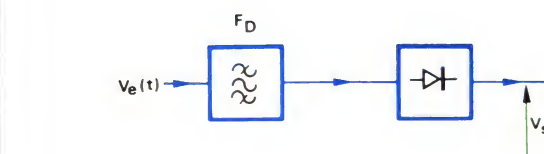


Fig. 13

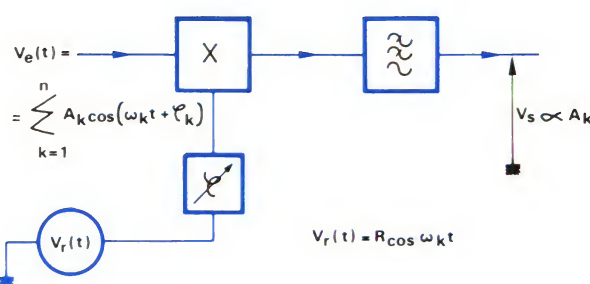


Fig. 14.

$$X(t) = A_K \cos \omega_K t + A_I \cos \omega_I t + A_m \cos \omega_m t$$

est donnée à la figure 15.

La figure 16b donne le schéma-bloc d'un analyseur de spectre simplifié avec détecteur synchrone. La référence est le signal d'un VCO commandé par une tension en « dents de scie ».

Application à la mesure d'une impédance

La propriété du double détecteur synchrone de la figure 11 de séparer les deux composantes en quadrature d'un vecteur trouve plusieurs applications en instrumentation et en métrologie.

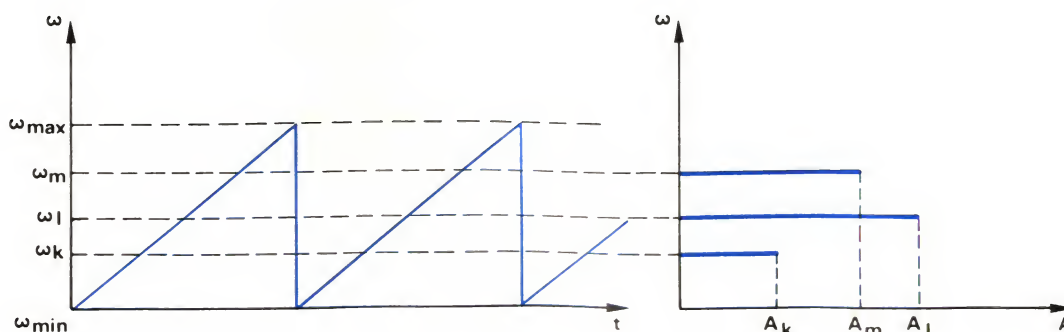


Fig. 15.

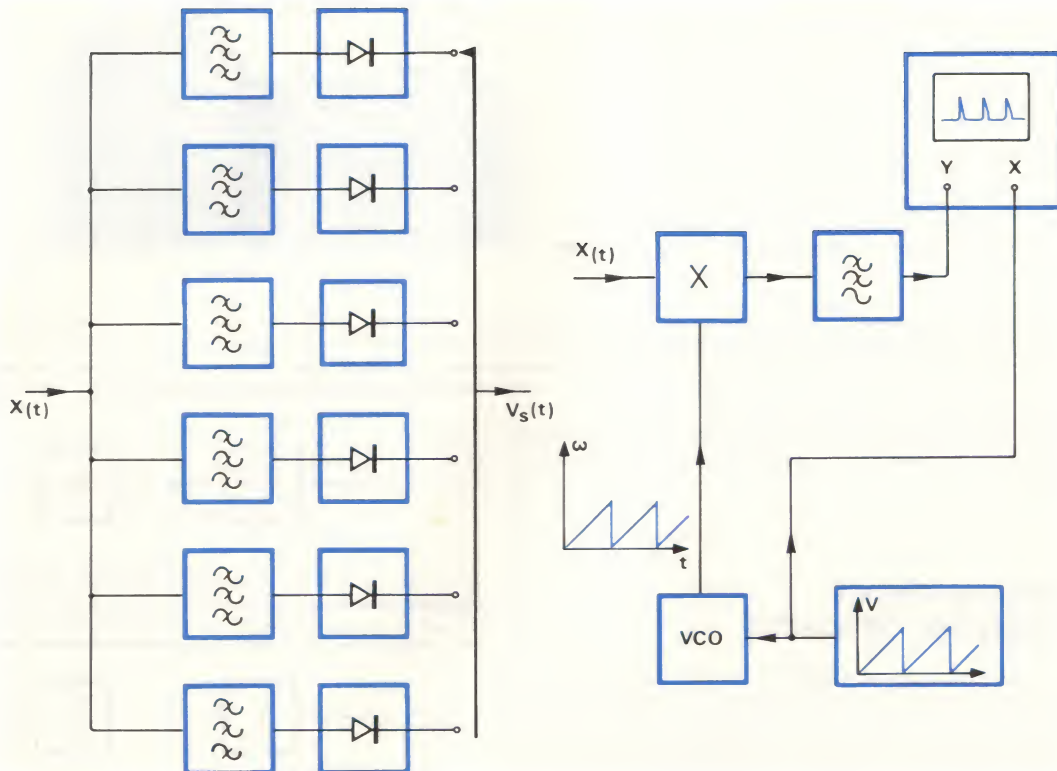


Fig. 16a (à gauche) et 16b (à droite).

Soit le montage de la **figure 17** avec l'impédance $Z = x + jy$ inconnue. Pour la simplicité du calcul, admettons :

$$R = 1 \Omega \text{ et } I = I_0 \cos \omega t = \cos \omega t \quad (I_0 = 1 \text{ A})$$

On a :

$$I = \cos \omega t$$

$$V_R = RI = R \cos \omega t$$

$$V_Z = ZI = |Z| \cos(\omega t + \varphi) = |Z| \cos \varphi \cdot \cos \omega t - |Z| \sin \varphi \cdot \sin \omega t$$

où

$$\tan \varphi = \frac{Y}{X} \text{ et } |Z| = \sqrt{x^2 + y^2}$$

$$\text{Ainsi, } V_Z = X \cos \omega t - y \sin \omega t$$

$$\text{Soit : } V_Z = X \cos \omega t + Y \cos(\omega t + \pi/2)$$

En utilisant comme référence au montage de la **figure 11** la tension $V_R = \cos \omega t$, on obtient :

$$V_{S1} = X \text{ et } V_{S2} = Y,$$

donc une mesure simultanée de la partie réelle et imaginaire de l'impédance Z .

L'imagination peut aller plus loin. L'adoption d'une unité de traitement analogique de tension V_{S1} et V_{S2} , peut fournir des résultats en coordonnées polaires (**fig. 18**).

C'est-à-dire que l'on a :

$$Z = |Z| \cdot e^{j\varphi}$$

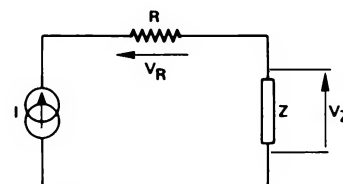


Fig. 17.

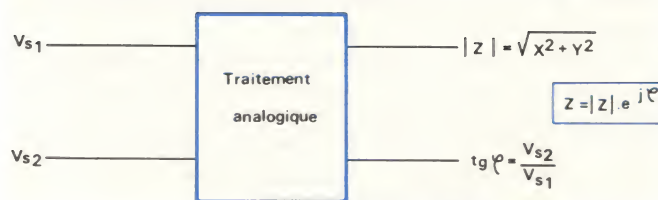


Fig. 18.

Démodulation des informations de chrominance en télévision

A la **figure 19**, on voit une autre application du double détecteur synchrone de la **figure 11**, que l'on rencontre dans les systèmes PAL ou NTSC en télévision couleur. A la réception, on est obligé de séparer les informations de chrominance dont les supports sont deux sous-porteuses en quadrature mélangées au niveau de l'émission (**fig. 19a**). Le développement détaillé des techniques utilisées sort du cadre de cet article, mais on reviendra sur cet exemple

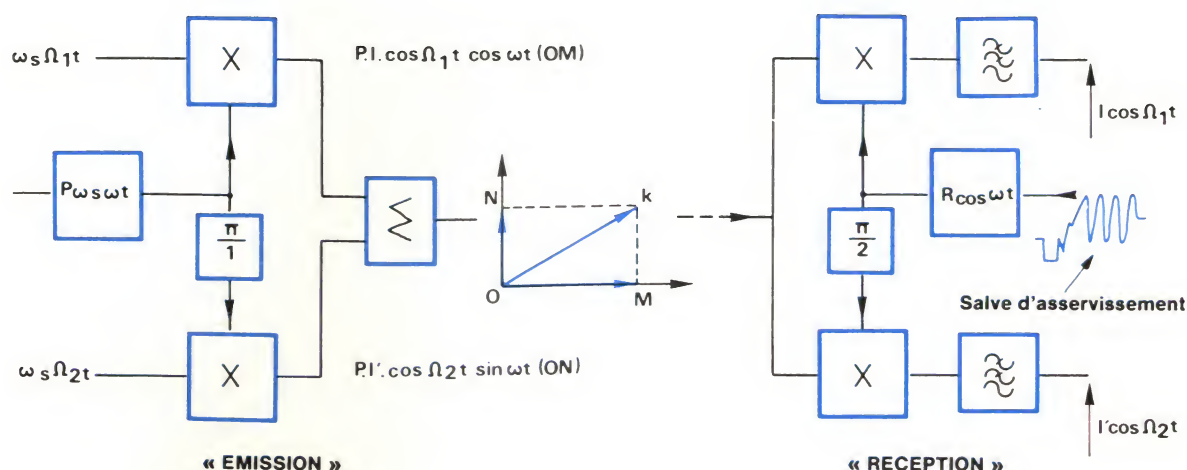


Fig. 19a (à gauche) et 19b (à droite).

dans le chapitre « Applications en Radiotechnique » où l'on abordera le problème de la cohérence nécessaire entre la référence locale et la porteuse. Signalons dès maintenant que le moindre déphasage de la référence entraîne une erreur de reconstitution des informations, donc une erreur de chrominance.

Ainsi, par exemple, pour éviter des erreurs de phase dans les systèmes NTSC et PAL, on transmet durant le temps de suppression ligne des « salves » de la sous-porteuse chrominance dont le rôle se limite à asservir la phase de la référence (fig. 19b).

La seconde partie de cette étude sera publiée dans notre prochain numéro où nous analyserons les applications de la détection synchrone en physique et en réception radio.

A. Nassiopoulou
Thomson-CSF Coopération

POUR TERMINAUX INFORMATIQUES

FILTRE OPTIQUE ORDI-FLEX - ANTI EBLOUISSANT -

- Filtre en fibres de nylon noires micro-mono filament tissées
- **Confort de l'opérateur(trice)** - (réduction de l'éblouissement : trop de clarté, éclairage suspendu)
- Rapidité des opérations
- Plus de 70 modèles
- Suivant la marque du computer et la référence du terminal : IBM, CII/HB, WANG, PHILIPS, BURROUGHS etc...
- De plus le filtre offre l'avantage de **prolonger la vie du tube cathodique**. (contraste moins poussé).

INSTALLATION FACILE:

- Simplement inséré dans l'encadrement et devant le tube de la console.

INFORMATIQUES — INFORMEZ-VOUS !

M A I R PRODUITS

32 rue Fessart - 92100 BOULOGNE
Tel. : (1) 604 81 11 Tlx : 260 650

SERVICE-LECTEURS N° 34

RTC

OPPORTUNITES

8031 DISPONIBLES IMMEDIATEMENT

Par 10 comme par 10.000
RTC livre les 8031 et
leurs versions masquées : les 8051.

Appelez-nous 24 heures sur 24
338.84.45

RTC

Q
cnel

SERVICE-LECTEURS N° 33

LES ÉQUIPEMENTS

de visu

Enregistreurs de chocs tridirectionnels

Quand une marchandise de grande valeur arrive endommagée chez un client après un transport par terre, air ou mer, il est souvent très difficile de déterminer l'origine et le lieu où s'est produit l'accident. Les compagnies d'assurances interviennent, font des recherches de responsabilités, nomment des experts, etc. Et si la marchandise a emprunté plusieurs moyens de transport, le client ou le fournisseur ne sera dans la plupart des cas remboursé des dégâts subits qu'après de nombreux mois ou années. Le préjudice peut ainsi s'avérer lourd de conséquence.

Afin de remédier à cette situation, la

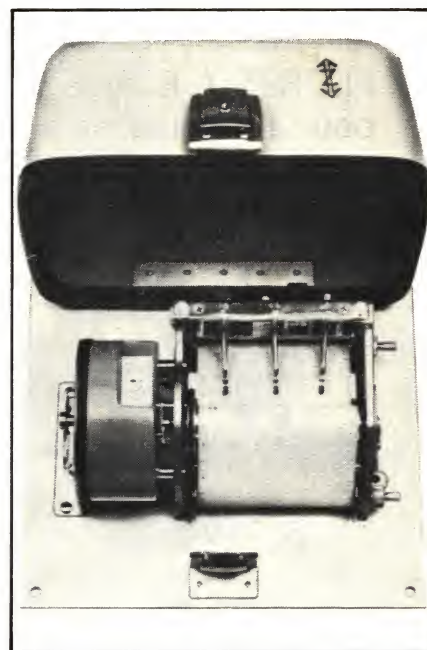
société française RMP commercialise un enregistreur de chocs, conçu pour le transport de matériel fragile et lourd tel qu'armoires électriques, ordinateurs, instruments d'analyse et de contrôle, grosse chaudronnerie (centrale nucléaire, pétrochimie, etc.), gros transformateurs, machines-outils..., ainsi que pour le contrôle du transport de matériel plus petit effectué sous container ou wagon.

L'enregistreur rend compte en permanence de tous les chocs suivant les trois axes (latéral, longitudinal et vertical) grâce à 3 stylets calibrés à la demande entre 2 g et 300 g, selon la nature du matériel à contrôler. La date des chocs est indiquée.

RMP

Tél. : (1) 782.56.71

Tx : 610 343



Etamage et soudure à la vague

Cet appareil de construction simple permet d'étamer ou de souder **manuellement** les circuits imprimés aux dimensions maximum de 200 x 180 mm.

Le châssis est en profilé d'alumi-

nium de dimensions réduites et la cuve en aluminium téfloné.

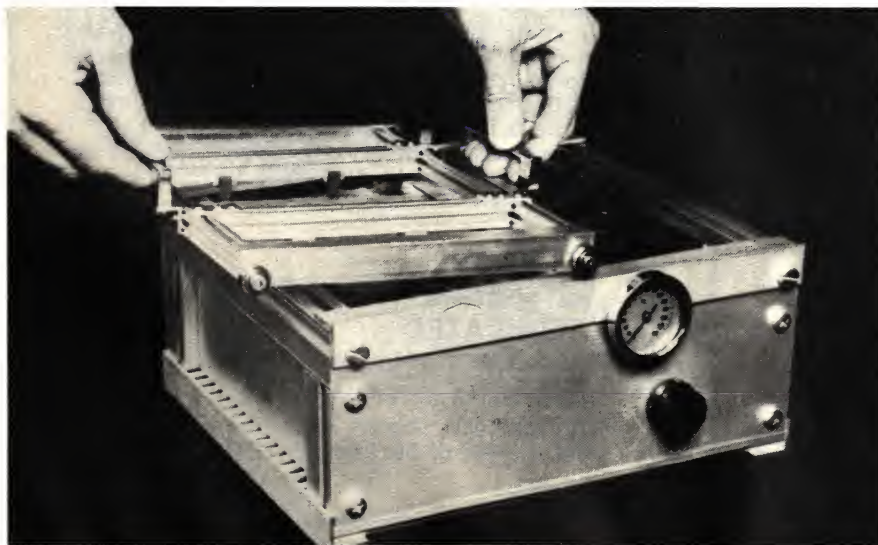
Le chauffage, d'une puissance de 2 kW, est réglé et possède un indicateur de température.

La platine de transfert est montée sur roulements et le positionnement des circuits se fait par ressort rapide.

Weeq

Tél. : (50) 44.19.19

Tx : 370 836



Alimentations moulées

Cette gamme d'alimentations moulées est destinée à une implantation sur circuit imprimé. Dans un volume très réduit (83 x 69 x 32 mm) et d'une puissance totale de 17 W, ces blocs offrent en sortie 5 V/2 A et ± 12 V/0,3 A pour les modèles DMM 17-3-A01 ou bien 5 V/2 A et ± 15 V/0,25 A pour les modèles DMM17-3-A 02.

La tension d'entrée admissible se situe, selon le modèle, entre 93 et 132 Veff ou bien entre 187 et 264 Veff.

Le + 5 V non ajustable est réglé à mieux de 1 % avec une ondulation résiduelle maximum de 50 mV c. à c. Les sorties ± 12 ou 15 V sont réglées à ± 5 % (ondulation ≤ 100 V c. à c.). Ces alimentations sont protégées contre les surcharges et les courts-circuits. Elles opèrent de 0 à 55°C. Leur rendement minimum est de 70 % et leur rigidité diélectrique de 4,2 kV continus.

AGDE Electronique

Tél. : (1) 341.50.22



EQUIPEMENTS

Manomètres électroniques

Présentés en boîtiers métalliques portables avec capteur de pression incorporé, ces manomètres référencés **MPA 2K** et **MPS 2K** sont destinés aux mesures sur site et en laboratoire.

Ils peuvent être alimentés par batterie interne rechargeable ou bien, pour une autre version, par alimentation secteur.

L'étendue de mesure va de 35 mb à 500 b (fonctionnement en relatif ou absolu) avec une précision de 0,3 % (affichage 2 000 points).

FGP Instrumentation

Tél. : (3) 055.74.92

Tx : 659 539



Etau à rotule

Cet étau, dénommé « **Serre-tout** », est destiné au travail sur les objets fragiles ou de forme complexe.

Il se fixe sur l'établi par presse ou tirefonds. Grâce à sa rotule, sa tête peut être immobilisée en toutes positions et présenter successivement la pièce sur chacune des faces où l'on doit intervenir.

Les mors spéciaux sont tournants et possèdent quatre profils différents ; ils sont construits en métal ou en matière plastique et permettent ainsi le serrage de pièces de forme et de nature très différentes : un objet fragile qu'un œuf peut être immobilisé sans casse par ces mors spéciaux.

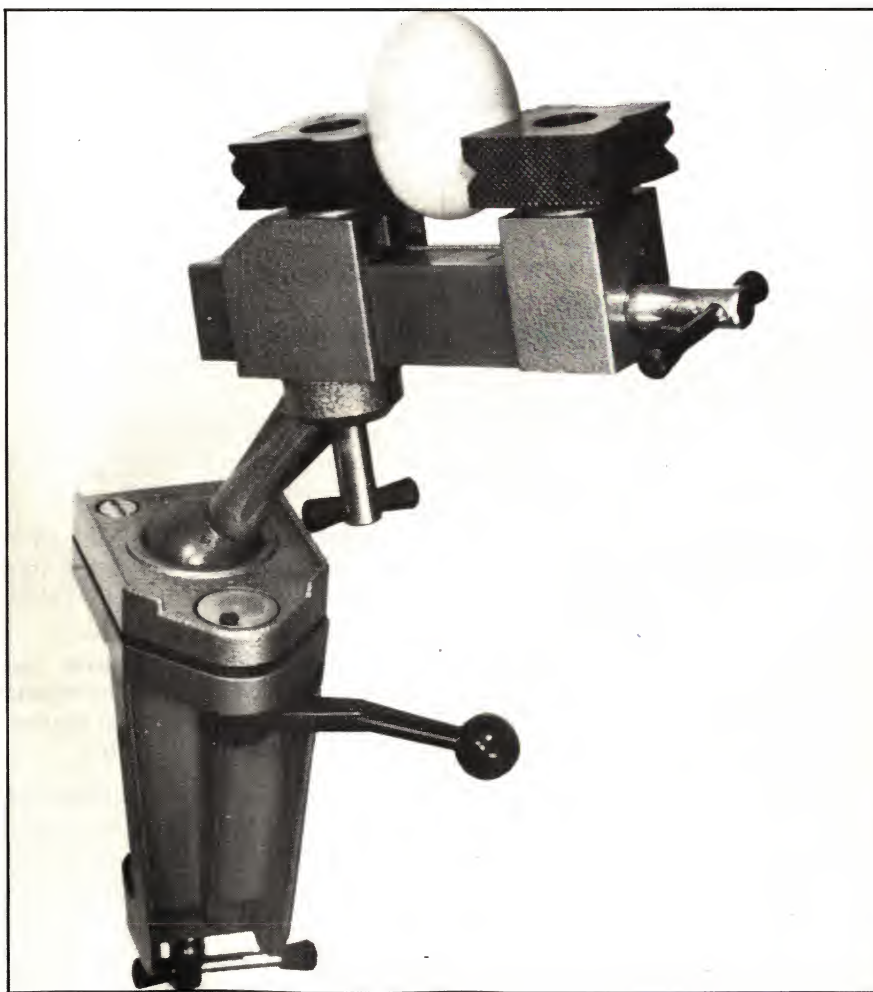
Il trouve son utilisation dans les ateliers de petit outillage et d'électricité, les laboratoires, les ateliers d'électronique, métrologie, horlogerie, bijouterie, optique, modélisme, etc.

Il est proposé en plusieurs modèles qui se distinguent par leur dimension et leur mode de fixation.

Sorelia

Tél. : (1) 782.16.39

Tx : 610 248





Nos oscilloscopes sont construits pour durer!

Les professionnels portables Philips : plus de performances à moindre coût

Les portables Philips offrent plus :
gamme dynamique étendue, choix
entre simple ou double base de
temps, déclenchement automatique
sur toute la bande, déclenchement
TV et possibilité d'alimentation DC.
Quel que soit le signal, l'affichage
restitue toujours la réplique fidèle,

sans tremblement, ni saut même
aux vitesses élevées.
Nos oscilloscopes sont conçus pour
fonctionner dans des environnements
difficiles, ils ne craignent ni les chocs,
ni la chaleur, ni le froid ou l'humidité.
Avec leurs possibilités, les portables

Philips coûtent moins, on s'en
aperçoit à l'achat mais aussi en
exploitation. Pour le vérifier
par vous-même, contactez-nous.

Philips Science et industrie Division de la S.A. PHILIPS
INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE, 105, rue de Paris, B.P. 62,
93002 BOBIGNY CEDEX - (1) 830 11 11 - 210 290 Induphi.



Mesure

SERVICE-LECTEURS N° 24

PHILIPS

L'avance technologique

M784